Middenfrequent-versterkers voor een brede band

door R. I. G. Bosselaers en G. Rosier*)

Voordracht gehouden door G. Rosier voor het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap op 23 oktober 1963.

Summary

The diffculties in designing an amplifier with a relative broadband are treated. As a criterion for quality the requirements are taken set upon such an amplifier, with an intermediate frequency of 70 Mc/s, used in microwave link circuitry.

First the equivalent circuits for a grounded base and a grounded emittor are given. Two circuits using the grounded base principle and a circuit using the grounded emittor with feedback are treated.

1. Inleiding

Hieronder zullen de problemen worden behandeld die zich kunnen voordoen bij het ontwerpen van versterkers met grote relatieve bandbreedte. Dit kan het best gebeuren aan de hand van de eisen, die gesteld worden aan de middenfrequent-versterker in straalverbindingsapparatuur.

Zoals bekend wordt bij een straalverbinding het elektromagnetische veld (het gaat hier om frequenties van bijvoorbeeld 7000 MHz) in een smalle bundel door middel van antennes met parabolische reflectoren overgezonden. De eisen die aan de kwaliteit van een verbinding worden gesteld, zijn door de CCIR vastgesteld en gelden voor een totaal traject van 2500 km.

In de praktijk bestaat zo'n traject uit een 50-tal deeltrajecten, waarbij telkens het signaal wordt ontvangen, gedemoduleerd naar een middenfrequentie, meestal 70 MHz, versterkt en na modulatie op een andere frequentie weer uitgezonden. Het l.f.-signaal, dat uit een televisie-signaal of enige honderden telefoniekanalen kan bestaan, mag hierbij slechts weinig aan kwaliteit inboeten. Aan de diverse onderdelen worden dus hoge eisen gesteld. In verband hiermee is het aan de m.f.-versterker toege-

*) Philips Telecommunicatie Industrie, Huizen.

voerde signaal in frequentie gemoduleerd. Bij de eisen die aan een dergelijke versterker worden gesteld, zijn die betreffende de groeplooptijdvariaties zeer belangrijk.

Men krijgt bij dergelijke eisen slechts weinig versterking per trap. Het is dan aantrekkelijk dergelijke versterkers met transistoren uit te rusten.

2. Eisen

Ter bepaling van de gedachten kunnen we voor wat de concrete eisen betreft, die afhankelijk zijn van bijvoorbeeld het aantal over te brengen telefoniekanalen, uitgaan van de volgende waarden:

middenfrequentie	:	70 *MHz*
versterking	:	70 *dB*
automatische sterkteregeling	:	40 *dB*
bandbreedte	:	25 *MHz*
temperatuurgebied	:	0 – 45° *C*
versterkingsvariaties	:	± 0,2 *dB*
groeplooptijdvariaties	:	< 5 *nsec*, symmetrisch t.o.v. het midden van de band.

3. Principiële mogelijkheden

Men kan bij het verwezenlijken van deze versterkers uitgaan van de twee grondschakelingen :

a) geaarde-basisschakeling met transformatorkoppeling.
b) geaarde-emitterschakeling met tegenkoppeling, zonder transformatoren.

Het is daarom nuttig eerst nader in te gaan op de vervangschema's van een transistor in g.b.- en g.e.-schakeling, speciaal wat betreft de h.f.-eigenschappen. Enige mogelijke versterkerschema's zullen daarna worden behandeld.

4. Transistorvervangschema's

Min of meer uitgaande van de bouw van de transistor vindt men voor de geaarde-basisschakeling het schema naar figuur 1.

De collector-basiscapaciteit C_c is naar een aftakking op de basisweerstand R_b getekend, omdat deze capaciteit maar voor

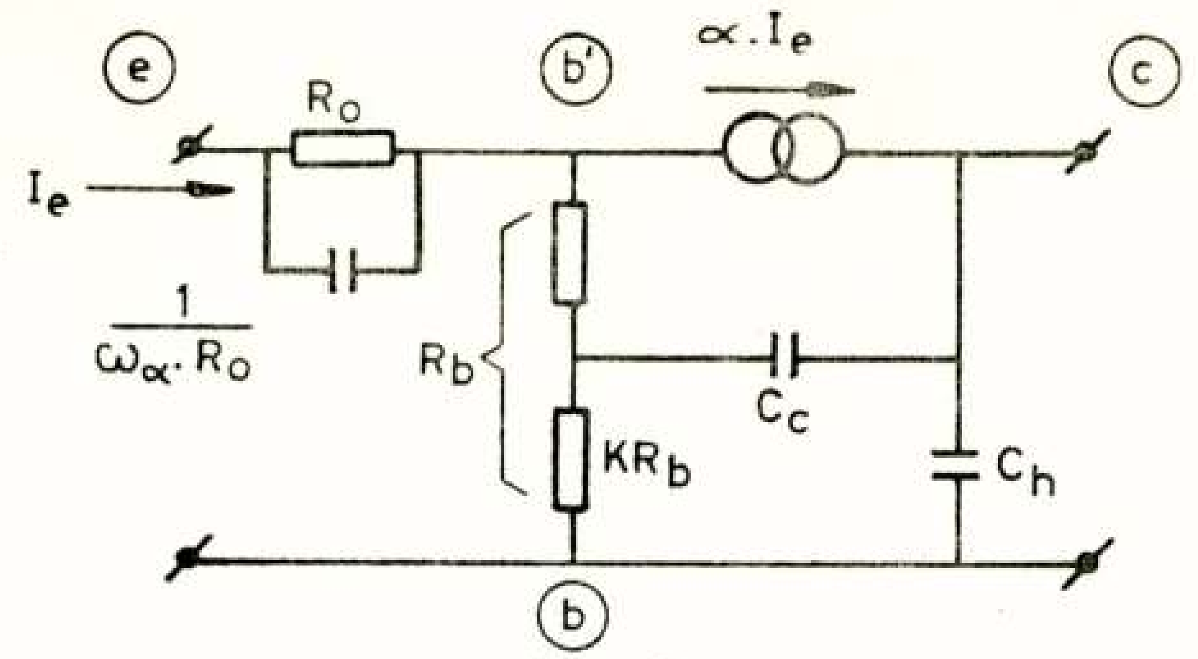


Fig. 1
Vervangingsschema van een transistor in g.b.-schakeling

$$a = \frac{a_o}{1 + jf/f_a} \varepsilon^{-j\varphi f}$$

een deel terugwerking naar de emitter veroorzaakt. Verder is een capaciteit van collector naar het huis, dat in dit geval aan de basis ligt, in rekening gebracht.

Voor de geaarde-emitterschakeling is het schema in figuur 2 gegeven.

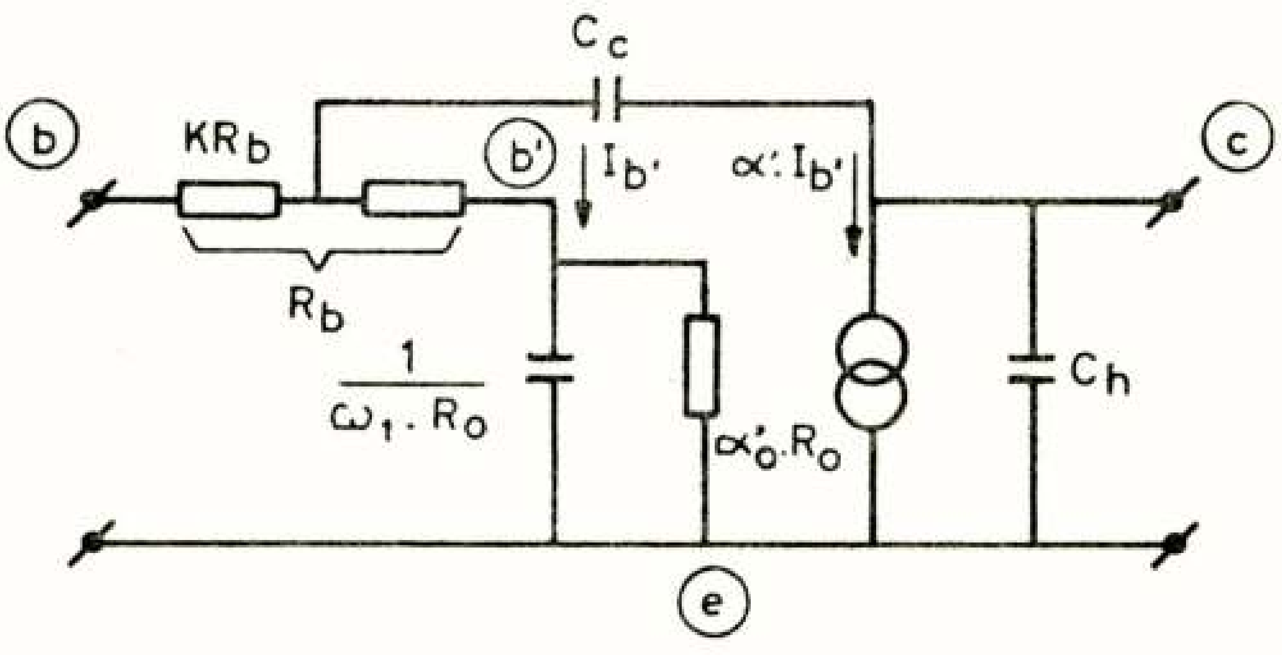


Fig. 2
Vervangingsschema van een transistor in g.e.-schakeling

$$a' = \frac{a_o'}{1 + jf/f_1 a_o'} \varepsilon^{-j\varphi f}$$

Het verschil met het schema van figuur 1 bestaat, behalve in het anders tekenen van het schema, hierin, dat de stroombron van basis naar collector is omgerekend tot een stroombron van emitter naar collector, waardoor ook de impedantie tussen (b') en (e) is gewijzigd. Verder staat hier de collector-huis-capaciteit dus naar de emitter getekend.

Voor een tweetal h.f.-transistoren hebben de in de figuren genoemde grootheden, bij een emitter-gelijkstroominstelling van 2,5 *mA*, ongeveer de waarden die in onderstaande tabel zijn aangegeven.

	AFZ 12	*AF* 139
R_o =	10 Ω	10 Ω
f_α =	350	1000 *MHz*
f_1 =	250	550 *MHz*
φ =	$2{,}5.10^{-3}$	$1{,}1.10^{-3}$ *rad/MHz*
R_b =	30 Ω	50 Ω
K =	0,3	0,5
C_c =	0,6	0,2 *pF*
C_h =	1	1 *pF*

Voor het ontwerpen van een versterkertrap bij deze frequenties zijn deze schema's echter te ingewikkeld. Het is dan prakticher ze te vereenvoudigen. Men kan dan de schema's gebruiken die in de figuren 3 en 4 zijn weergegeven.

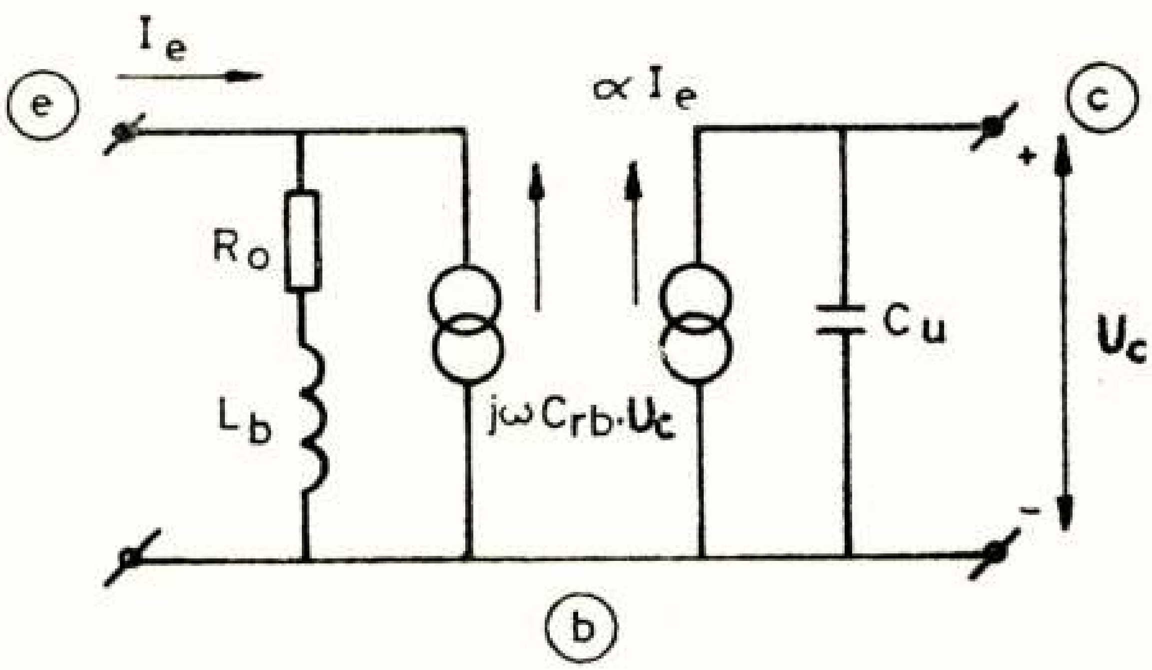


Fig. 3
Vereenvoudigd schema van een transistor in g.b.-schakeling

$$\alpha = \frac{1}{1 + jf/f_1}$$

Voor het verband tussen de grootheden L_b, C_u, C_{rb} en C_{re} in de figuren 3 en 4 en de in de figuren 1 en 2 voorkomende grootheden, vindt men na enig rekenen:

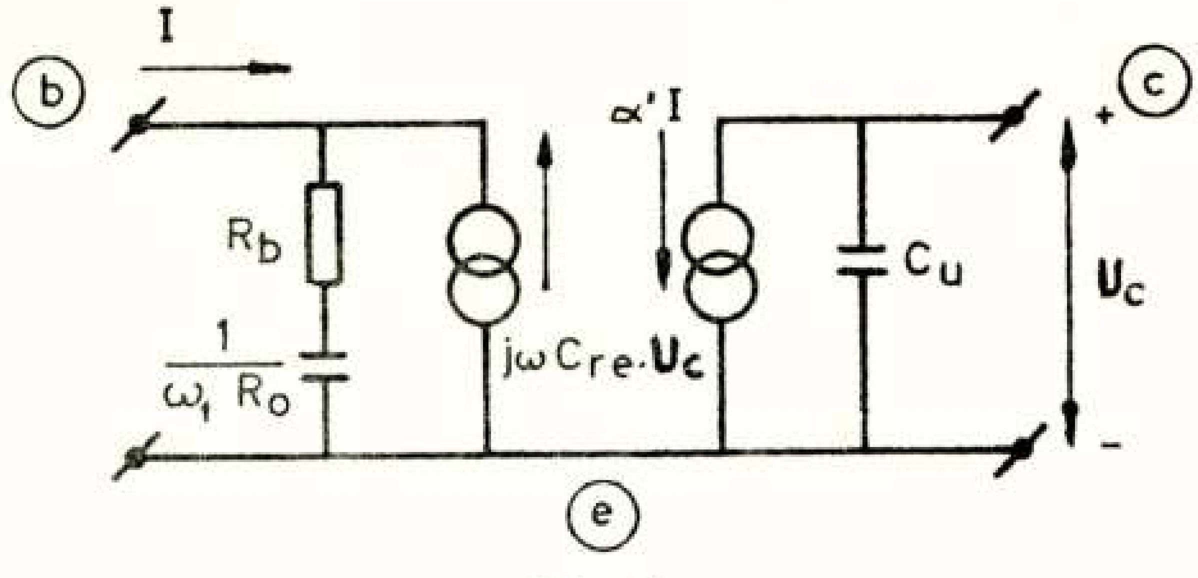


Fig. 4
Vereenvoudigd schema van een transistor in
in g.e.-schakeling

$$\alpha' = \frac{f_1}{jf} e^{-j\varphi f}$$

$$L_b = \frac{R_{b'} - R_o}{\omega_1} \qquad C_u = C_k + C_c\left(1 + \frac{K R_b}{R_o}\right)$$

$$C_{rb} = \frac{K R_b}{R_o} C_c \qquad C_{re} = C_c$$

In het algemeen zal men ernaar streven de collector-belastingsimpedantie zo laag te nemen, dat de terugwerking kan worden verwaarloosd.

5. Toepassing van de geaarde-basisschakeling

5.1. *De belangrijkste gegevens van de geaarde-basisschakeling*

Deze zijn voor de genoemde transistoren in het beschouwde frequentiegebied:

a) een nagenoeg frequentie-onafhankelijke, stabiele stroomversterkingsfactor van éénmaal.

b) een terugwerkingscapaciteit $C_{Rb} \approx 0{,}5\ pF$

c) een uitgangscapaciteit $C_u \approx 2\ pF$

d) een ingangszelfinductie $L_b \approx 15\ nH$

Noemt men de collector-belastingsimpedantie Z_c, dan is de terugwerkingsstroom $I_t = j\,\omega\, C_{Rb}\ .\ U_c$ ten opzichte van de ingangsstroom I_e in het schema van figuur 3:

$$\left|\frac{I_t}{I_e}\right| \approx \omega\, C_{Rb}\,.\,|Z_c|$$

Hieruit volgt, dat $\left|\frac{I_t}{I_e}\right| \leqq 5\%$ als $|Z_c| \leqq 250\,\Omega$ bij 70 MHz, met $C_{rb} = 0{,}5\,pF$. De terugwerking is dan te verwaarlozen. De fasedraaiing van de collectorstroom ten opzichte van de emitterstroom is hier dan niet belangrijk.

Met de versterkertrap van fig. 5, bestaande uit transistoren in g.b.-schakeling met transformatorkoppeling, is zonder meer geen vlakke frequentiekarakteristiek te verkrijgen.

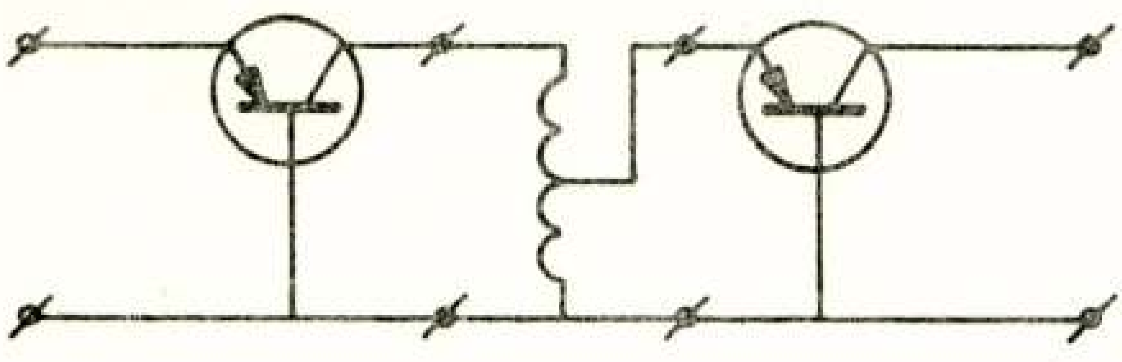


Fig. 5
Principeschema van een versterkertrap met g.b. schakeling en transformatorkoppeling

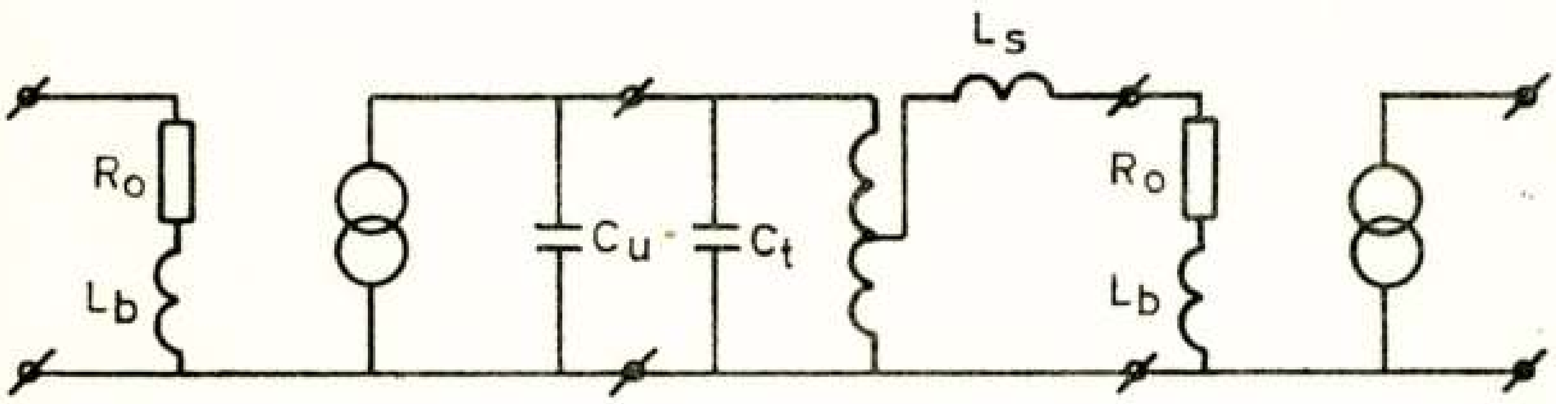


Fig. 6
Uitgewerkt schema van figuur 5

Zoals uit figuur 6 blijkt, vormen de uitgangscapaciteit C_u van de transistor en die van de transformator C_t met de ingangszelfinductie L_b van de transistor en de spreidingszelfinductie L_s van de transformator een afgestemde kring.

5.2. *Geaarde-basisschakeling met transformator en koppelnetwerk*

In een enige jaren geleden met *AFZ* 12-transistoren, in g.b.-schakeling ontwikkelde versterker werden bovengenoemde eisen gerealiseerd.

Speciaal vanwege de eis van een symmetrische kromme betreffende de groeplooptijdvariatie als functie van de frequentie werd een koppelnetwerk toegevoegd tussen collector en transformator als in figuur 7 is getekend.

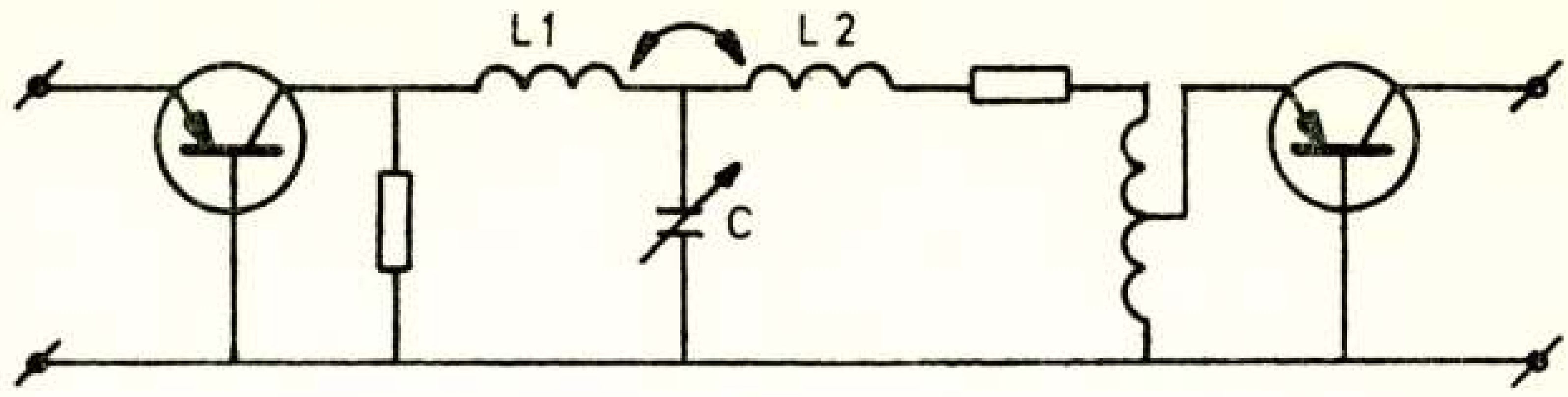


Fig. 7
Een versterkertrap met geaarde basis, transformator en koppelnetwerk

Hierbij hadden de elementen van het koppelnetwerk ongeveer de volgende waarden: $L_1 = 1{,}3\ \mu H$; $L_2 = 0{,}5\ \mu H$ en $C = 12\ pF$.

Per trap bedroeg de versterking ca. 6,5 *dB* zodat in totaal 10 trappen nodig waren.

Als a.v.r.-schakeling werd de diodeschakeling genomen, die reeds eerder in dit blad is behandeld.*) Een bezwaar van deze schakeling is de ingewikkelde en dure afregeling.

5.3. *Geaarde-basisschakeling met transformator en dempweerstand*

Het is ook mogelijk een versterking van bijna 6 *dB* per trap te bereiken door de in figuur 6 aangegeven serieresonantie te dempen met een weerstand van ca. 300 Ω in de collectorleiding.

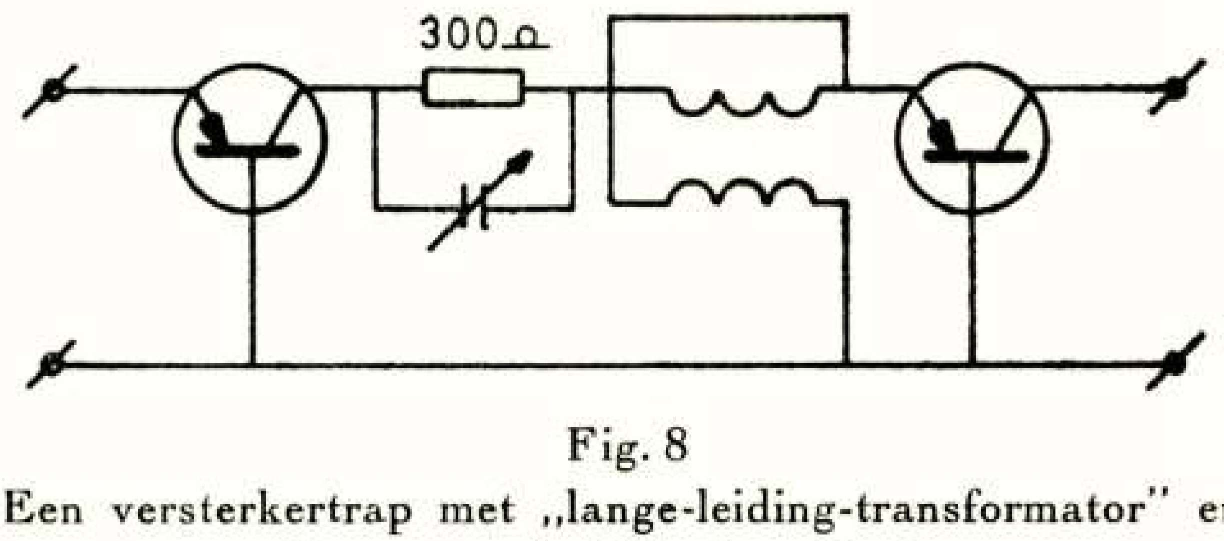


Fig. 8
Een versterkertrap met „lange-leiding-transformator" en dempweerstand in de collector

Men krijgt dan het schema dat in fig. 8 is gegeven. Door een condensator over de weerstand aan te brengen, kan de amplitudekarakteristiek vlak worden gemaakt binnen de gestelde eisen. Een met het type *AFZ* 12 gemaakte versterker had echter een asymmetrische groeplooptijdkarakteristiek, hetgeen bij f.m.-signalen aanleiding geeft tot vervorming.

Het is bij deze opbouw nodig een zogenaamde lange-leiding-transformator[1]) te gebruiken. In wezen betreft het hier een

*) Tijdschrift Ned. Radiogenootschap 26 (1961) p. 155.

[1]) Some Broad Band Transformers, C. L. Ruthroff, Proc. I. R. E., August 1959, pp. 1337—1342.

2 : 1 autotransformator, waarvan de beide wikkelingen eerst in elkaar gedraaid zijn en daarna tezamen op een ferroxcube ring worden gewikkeld. De verdeelde spreidingszelfinductie en de verdeelde parasitaire capaciteit van de wikkelingen vormen een lange leiding inplaats van een laagdoorlaatfilter zoals bij andere wijzen van wikkelen.

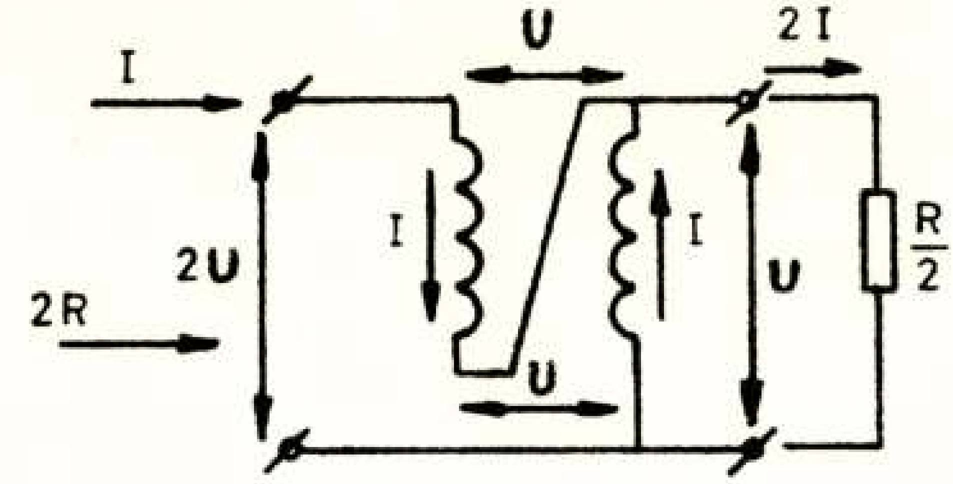


Fig. 9
Principeschema van een „lange-leiding-transformator". De twee wikkelingen vormen een lange leiding met karakteristieke impedantie $U/I = R$

Is de uitgang belast met een zuivere weerstand $\frac{U}{2I} = \frac{R}{2}$ (zie figuur 9), dan dient de getwiste wikkeling een lange leiding te vormen met karakteristieke impedantie $\frac{U}{I} = R$. De begrenzing voor hoge frequenties wordt gevormd door de elektrische lengte l: de uitgangsspanning wordt gelijk aan nul voor $l = \lambda/2$.

6. Toepassing van de geaarde-emitterschakeling

De belangrijkste gegevens van de g.e.-schakeling van de genoemde transistoren zijn (zie de figuren 2 en 4 en de tabel):

a) een niet-constante stroomversterkingsfactor, voor hoge frequenties $\approx \omega_1/j\omega$.

b) een terugwerkingscapaciteit $C_{re} = 0{,}5\,pF$.

c) een uitgangscapaciteit $C_u = 2\,pF$.

d) een relatief hoge en sterk frequentie-afhankelijke ingangsimpedantie.

In verband met de moderne bouwwijze van schakelingen is het aantrekkelijk een g.e.-schakeling toe te passen, zodat versterking kan worden verkregen zonder transformatoren of spoelen te gebruiken.

Het nadeel dat deze stroomversterking niet constant is, o.a. frequentie-afhankelijk is, kan worden opgeheven door toepassing van tegenkoppeling.

In het algemeen is een tegenkoppeling over meer trappen effectiever dan over één trap. Praktisch is men hier momenteel beperkt tot twee trappen. Dit vanwege het feit, dat de fasedraaiing per transistor die bij hoge frequenties meer dan 90° kan bedragen, in het beschouwde frequentiegebied van 50 – 100 MHz reeds ongeveer 90° bedraagt. Hierdoor bestaat de kans op genereren bij twee trappen al bij frequenties niet veel boven het beschouwde frequentiegebied.

Een schema van een over twee trappen tegengekoppelde versterker (z.g. diplet) met een constante stroomversterking, is in fig. 10 gegeven.

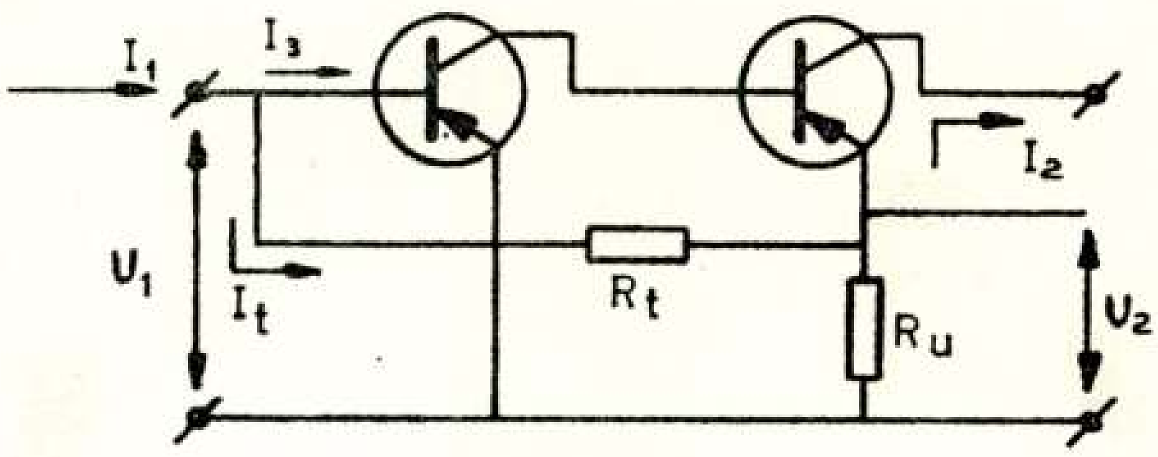


Fig. 10

De g.e.-schakeling, toegepast in een „diplet": een tweetraps tegengekoppelde versterker

In dit schema is I_1 de ingangsstroom I_2 de uitgangsstroom, R_t en R_u vormen het tegenkoppelnetwerk. De werking ervan kan men eenvoudig inzien als men in eerste instantie aan lage frequenties denkt: de transistor in g.e.-schakeling heeft dan een ingangsimpedantie $\alpha' R_0$ en de collector- en emitterstromen zijn ongeveer even groot en gelijk aan α' maal de basisstroom. Nu is $U_1 \ll U_2$, hetgeen volgt uit $I_2 = I_3 . \alpha'^2$, $U_1 = I_3 . \alpha' R_0$ en $U_2 \approx I_2 . R_u$, zodat de stroom I_t door R_t kan worden berekend alsof R_t parallel aan R_u geschakeld was:

$$I_t = \frac{R_u}{R_u + R_t} . I_2$$

Samen met $I_3 \ll I_2$ volgt hier dus uit, dat $I_1 \approx I_t$, zodat tenslotte geldt:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_u + R_t}{R_u}$$

De fasecorrectie die nodig is om bij hoge frequenties genereren te voorkomen wordt praktisch gevonden door over R_t een condensator te zetten.

Zoals uit deze beschouwing blijkt, dient de stroomversterking per transistor bij de gebruikte frequenties zo hoog mogelijk te zijn. *Dit houdt een eis van een hoge* f_1 *in.* (Deze eis geldt bij de g.b.-schakeling niet in die mate). Alleen met moderne transistoren met afsnijfrequenties f_1 van 600 MHz en hoger (zoals bijvoorbeeld de typen *AF* 139, 2 *N* 1141 en 2 *N* 918) is het mogelijk een m.f.-versterker die aan de gewenste eisen voldoet te bouwen uit diplets en zonder spoelen of transformatoren. Een met het type 2 *N* 1141 ($f_1 \approx 800$ MHz) gebouwde versterker, met 12 *dB* per trap, voldeed ruim aan de bovengestelde amplitude-eisen, terwijl de groeplooptijdvariaties zelfs slechts 1 *n sec* bedroegen.

Manuscript ontvangen 6 mei 1964

Ontwerp van een video-verdeel-versterker met transistoren

door C. Bakker *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap op 23 oktober 1963

Summary

The use of transistors in video amplifiers has not only the well-known advantages (low weight, low power-consumption, small dimensions, etc.,) but also furnishes a good solution for the output-stage, for instance in the present case where a number of identical and independent output-signals was desired (video distribution amplifier). At the other hand there are special problems arising from the stability with temperature as a result of the strong requirements to be met for the low-frequency behaviour of the amplifier.

Starting from these points a survey is given of the design of a video distribution amplifiier with germanium transistors. Futher a short description is given of a circuitdiagram with silicon transistors in stages with alternately a *npn* or *pnp* transistor.

1. Inleiding

Het zal vrij algemeen bekend zijn dat PTT belast is met het transport van de voor de modulatie van geluids- en televisieomroepzenders benodigde signalen. Er bestaat voor wat de televisie betreft dan ook een net van straalverbindingen met een centraal punt in Hilversum, het zg. Videoschakelcentrum. Hier worden o.a. de televisiesignalen op videobasis van de NTS ontvangen en aan de NTS doorgegeven. Ook bij reportages bereikt het signaal ongemoduleerd de wagen met de mobiele straalverbindingsapparatuur.

Op genoemde punten in de verbindingsketen moet het signaal dus doorgegeven worden. Voor controle wil men echter ook het beeld zichtbaar maken en zo nodig metingen kunnen verrichten. Om storing op het doorgaande signaal te voorkomen heeft men hier liefst de beschikking over een versterker met enkele iden-

*) Dr. Neherlaboratorium PTT, Leidschendam

tieke, maar van elkaar onafhankelijke uitgangen. Dit is dan wat men een videoverdeelversterker noemt.

2. Het videosignaal

Met video duiden we aan het signaal dat drager is van de helderheidsinformatie van het over te brengen beeld, dat hierbij in een aantal horizontale lijnen ontleed wordt. Hieraan zijn nog toegevoegd de zg. synchronisatiesignalen, (fig. 1) die gesplitst kunnen worden in twee groepen, n.l. de lijnsynchronisatiesignalen die er voor zorgen dat de schrijvende straal steeds weer op het juiste moment aan een nieuwe lijn begint, en de raster - synchronisatiesignalen die dit moeten bewerkstelligen bij het begin van een nieuw beeld. De rasterfrequentie bedraagt bij het Europese systeem 50 Hz, maar twee opeenvolgende rasters zijn wat men noemt geïnterlinieerd, d.w.z. dat de lijnen van het ene beeld precies tussen die van het volgende vallen. Bij ons stelsel met 625 lijnen zijn er dus twee rasters van 312,5 lijnen en de werkelijke beeldfrequentie is 25 Hz.

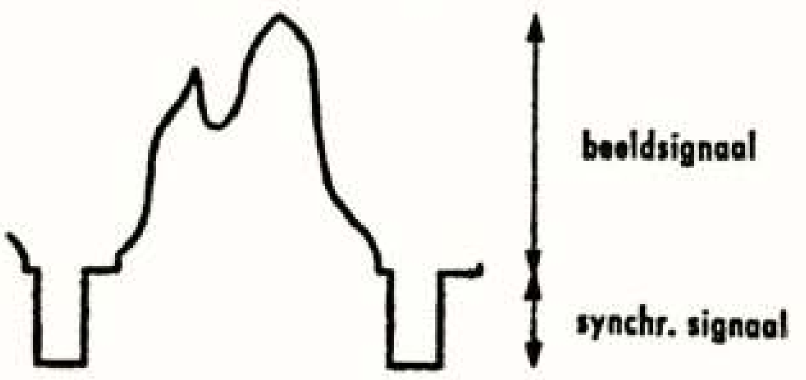


Fig. 1
Videosignaal gedurende één lijn

Dit videosignaal beslaat een relatief zeer brede frequentieband. Over de hoogste frequentie kan men zich een indruk vormen door aan te nemen dat een patroon van zwarte en witte vierkantjes moet worden overgebracht, waarbij de grootte in horizontale richting overeen moet komen met het nog juist waarneembare in verticale richting. Nu bevat een beeld verticaal 625 lijnen zodat er 312 zwart-wit-combinaties zichtbaar kunnen zijn. Daar de beeldverhouding 4:3 bedraagt moeten er horizontaal $4/3 \times 312 = 416$ zwart-wit-combinaties zijn. Benadert men nu het signaal van zo'n combinatie door een sinus, dan komt men per beeld tot 625×416 en per seconde tot $25 \times 625 \times 416 = 6{,}5.10^6$ sinussen. Dit betekent dus een hoogste frequentie van 6,5 MHz. Deze berekening is zeer globaal maar geeft een indruk van de benodigde bandbreedte. Bij het in de meeste West-Europese landen toegepaste systeem volstaat men met een band tot 5 MHz.

De laagste frequentie in het videosignaal is theoretisch vrijwel 0 Hz, n.l. als het beeld een constante helderheidscomponent bevat, die in het signaal met een gelijkspanning overeenkomt.

Deze component behoeft echter niet te worden overgedragen, want hij kan aan de ontvangkant weer toegevoegd worden[1][2]). In de praktijk rekent men dat de band ongeveer begint bij 25 à 50 Hz. Hierbij moet men zich echter wel realiseren dat het gaat om de overdracht van pulsvormige signalen, waarbij de vormgetrouwheid primair is. Daarom is het niet alleen de bekende amplitude-frequentiekarakteristiek van belang, maar speelt ook het verloop van de fase een grote rol. Het volgende voorbeeld toont dit duidelijk aan.

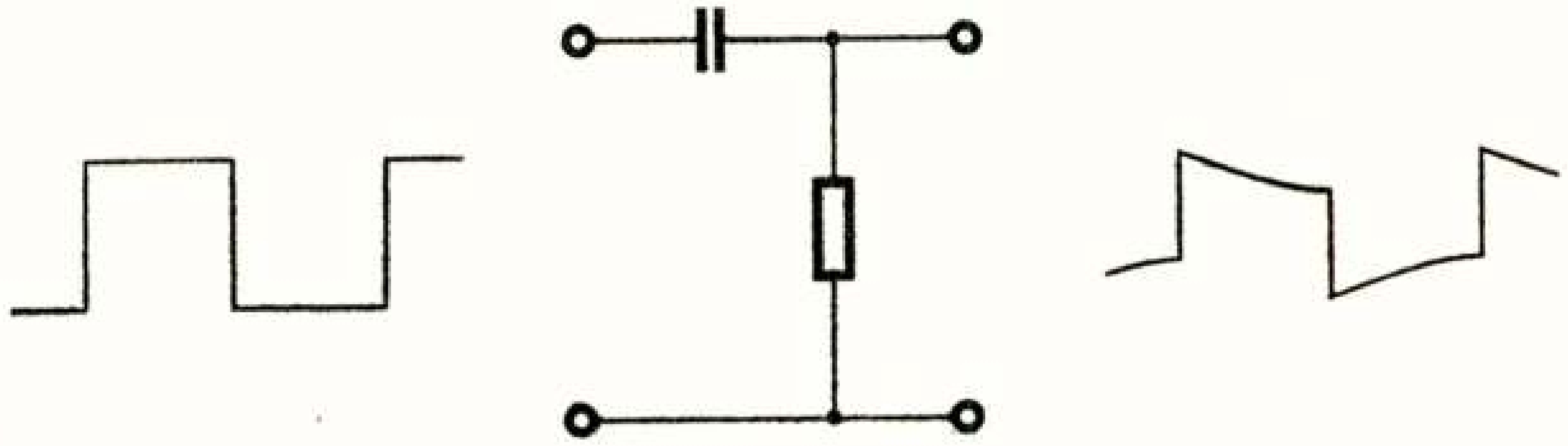


Fig. 2
Kanteelsignaal via CR-koppeling

Beziet men de transmissie van een 50 Hz-kanteelsignaal via een eenvoudig *CR*-koppelnetwerk, dan blijkt dat boven- en onderzijde van het signaal een verval krijgen (zie fig. 2). Stelt men nu b.v. de eis dat dit verval niet meer dan 1 % van de amplitude mag bedragen, dan kan men eenvoudig berekenen dat hierbij een waarde van de *RC*-tijd van 0,5 sec. behoort. Het 3 *dB*-punt in de amplitude-frequentiekarakteristiek ligt dus bij een zeer lage frequentie, n.l. ongeveer 0,3 Hz. Voor de optredende vervorming is dan ook de afwijking van de fase verantwoordelijk, die overigens bij de grondfrequentie ook nog zeer gering is, n.l. ongeveer 0,4°.

3. Enkele eisen aan de versterker te stellen

Twee essentiele eisen zijn reeds genoemd n.l.

a. Meerdere indentieke uitgangen; onderlinge gelijkheid beter dan 0,1 dB
b. Onderling onafhankelijke uitgangen.

Verder zijn er nog de volgende eisen:

1) H. V. Sims. Black Level in Television, Wireless World 68 (1962) nr. 1, blz. 2-11.

2) S. Doba en J. W. Rieke, Clampers in Video Transmission. Trans. Amer. I. E. E. 69 (1950), prt. I, blz. 477-487.

c. De nominale seinspan (ook wel aangeduid als top-topwaarde) aan de uitgangen moet 1 V bedragen. Hierbij moeten nog marges in acht genomen worden in verband met het ontbreken van de gelijkspanningscomponent, niveau-afwijkingen en nog enkele andere effecten. Praktisch betekent dit, dat iedere uitgang een seinspan van 2,5 V over 75 ohm moet kunnen afgeven.
d. De impedanties van de uitgangen, zowel als van de ingang, moeten nauwkeurig gelijk zijn aan 75 ohm.

Voorts zijn er nog de eisen die voortvloeien uit de voorwaarde dat de overdracht van zeer hoge kwaliteit moet zijn, daar er in een verbinding wel enkele versterkers in cascade kunnen voorkomen. De eisen per versterker zijn dan ook hoog t.o.v. de internationale eisen voor een lang circuit. [3])

Enkele voorbeelden hiervan zijn:

e. Frequentiekarakteristiek vlak binnen 0,1 dB tot 5 MHz. Wil men de pulskarakteristiek tot deze frequentie redelijk goed houden dan dient de frequentiekarakteristiek zo goed als vlak te zijn tot ca 10 MHz, hierbij mag eventueel een geleidelijk afvallen optreden.
f. Gedrag bij lage frequenties: 50 Hz-kanteelspanning: verval $\leq 1\ \%$.

En verder nog eisen betreffende stabiliteit bij netspanningsvariaties en veroudering van de versterkerelementen; de toelaatbare brom, vervorming, e.d.

Soortgelijke versterkers waren reeds eerder ontwikkeld met buizen, een spanningsversterking van 0 dB en een splitsing in vier uitgangen. Nu was er behoefte aan een versterker met drie uitgangen en een versterking van 12,5 dB.

4. Waarom transistoren?

Waarom is nu getracht deze versterker te verwezenlijken met als versterkerelementen transistoren? De bekende voordelen van minder volume, minder dissipatie, geringer gewicht en geringer mechanische kwetsbaarheid gelden ook in dit geval, zelfs in sterke mate bij gebruik van de versterker in reportagewagens. Daar komt nog een punt bij dat de transistor voor het gebruik in videoversterkers zeer geschikt maakt, n.l. de aanpassing in de eindtrap. Het gaat er om aan een vrij laagohmige belasting (hier drie belastingen van 75 ohm) een bepaalde seinspan af te geven

[3]) J. L. Bordewijk, Eurovisietransport II, De videotransmissiekwaliteit, PTT-Bedrijf IX (1959), nr 3, blz. 99-133.

(2,5 V). Nu is dat qua vermogen niet zoveel (max. 62,5 mW), maar daar voor de videoband geen geschikte transformator beschikbaar is, is in de eindtrap een grote stroomuitsturing vereist. Bij buizen blijft hierbij de spanningsuitsturing een orde onder de uitstuurgrens, waardoor een zeer slecht rendement ontstaat.

Voor transistoren ligt dit veel gunstiger daar deze in het algemeen bij vrij lage spanningen bedreven kunnen worden. Te verwachten valt dan ook dat het rendement aanzienlijk verbeterd kan worden, waardoor de dissipatie verminderd en de afmetingen van de versterker om deze reden verder verkleind kunnen worden.

Nu hebben transistoren natuurlijk niet alleen voordelen. Want zelfs als men beschikt over transistoren die voldoend hoogfrequente eigenschappen hebben, en dat betekent een voldoend hoge stroomversterking tot hoge frequenties, en voldoende stroom kunnen leveren bij deze frequentie, dan zijn er aan de onderzijde van de videoband een aantal moeilijkheden die principieel zijn voor transistoren. Ze houden verband met de temperatuurgevoeligheid en de lage ingangsimpedantie van de transistor.

5. **Het ontwerp** *)

Vooral de hiervoor genoemde l.f.-problemen zullen in het volgende aan de orde komen. Het zal duidelijk zijn dat hierbij nooit de h.f.-eisen geheel vergeten kunnen worden. Om een voorbeeld te noemen: bij de keuze van een koppelcondensator moet bedacht worden dat deze weinig zelfinductie dient te hebben en dat de parasitaire capaciteit tegen aarde niet te veel invloed mag hebben.

5. 1. *De eindtrap.*

Allereerst is van belang de gekozen oplossing voor de eindtrap daar deze beslissend is voor de hoofdfunctie van de versterker n.l. het verdelen van het signaal.

De eenvoudigste oplossing voor het verkrijgen van een goede onderlinge scheiding van meerdere uitgangen zou zijn het ontwerpen van een versterker met drie aparte uitgangstrappen.
Op deze manier kan echter niet op eenvoudige wijze voldaan worden aan de eis van onderlinge gelijkheid van de uitgangssignalen.

Een betere mogelijkheid is het voeden van de drie uitgangen

*) Bij dit ontwerp wordt uitgegaan van germanium-transistoren met voldoend hoge afsnijfrequentie en voldoende vermogen.

via een serie-impedantie vanuit een gemeenschappelijke bron met een lage inwendige impedantie. Die serie-impedantie is alleen al nodig omdat de impedantie per uitgang 75 ohm moet zijn binnen nauwe grenzen. Naarmate de impedantie van de bron lager is wordt de onderlinge ontkoppeling beter. De onderlinge gelijkheid van de uitgangen wordt nu alleen nog bepaald door de serie-impedanties en die kunnen onderling zeer goed gelijk gemaakt worden.

Een ander belangrijk punt bij het ontwerp van de eindtrap is het feit dat deze geen of nagenoeg geen gelijkspanningscomponent mag afgeven, die niet tot het videosignaal behoort, daar men anders onaangename effecten krijgt, o.a dat de instelling door een niet juiste belastingweerstand zodanig kan verschuiven dat de goede werking beïnvloed wordt. Het plaatsen van een scheidingscondensator per uitgang lijkt de eenvoudigste oplossing. Beziet men echter de eisen voor de lage frequenties dan komt men voor deze condensatoren op onpraktisch hoge waarden. Voor een RC-tijd van 0,5 is een condensator van 3300 μF nodig, die

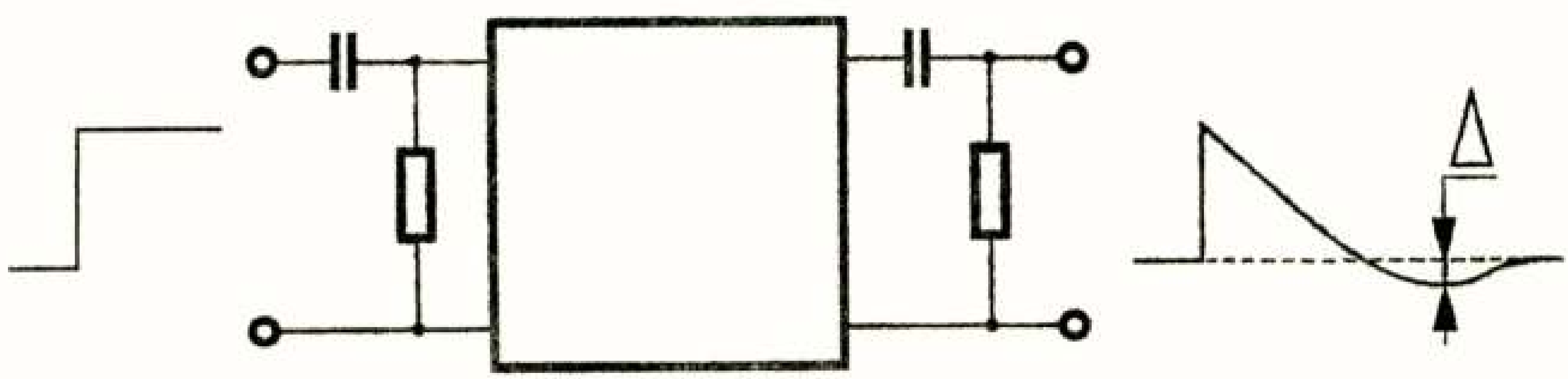


Fig. 3
„Bumping"

dan nog driemaal voorkomt. Verder vallen deze condensatoren nu buiten de „overall"-spanningstegenkoppeling, die o.a. met het oog op de vereiste constantheid en de vereiste lage R_i ($<$ 1 ohm) van de eindtrap zeker wel nodig zal zijn. Daardoor komt dus de onderlinge gelijkheid van de uitgangen in gevaar. Het opnemen van een condensator in het gemeenschappelijke uitgangscircuit (dus wel binnen de terugkoppellus) brengt andere problemen met zich mee.

Het blijkt n.l. zeer gewenst het aantal RC-koppelingen zoveel mogelijk te beperken. Schakelt men twee RC-leden, gescheiden door een versterker, in cascade en voert men aan de ingang een gelijkspanningssprong toe dan krijgt men een uitgangsspanning als aangegeven in fig. 3. Er treedt dus doorslingeren (z.g. „bumpen")

op [4]). De grootte hiervan hangt af van de verhouding van de *RC*-tijden. (zie tabel 1). Hebben de beide *RC*-leden een klein verval voor een kanteelspanning dan is het totale verval vrijwel gelijk aan de som van het verval van beide. Het genoemde verschijnsel is van belang omdat in het videosignaal vrij grote plotselinge veranderingen in de gelijkspanningsinhoud kunnen

n	△	
1	13,5%	*n* = verhouding *RC*-tijden
5	9%	△ = „bumping''
10	6%	
50	1,7%	

Tabel 1

voorkomen (variatie in de gemiddelde helderheid van het beeld). Op deze sprong is dan nog het verdere signaal gesuperponeerd. Door het „bumpen" wordt dan het vereiste uitstuurgebied nog vergroot. Dit kan blijken uit het volgende voorbeeld.

Bij een plotselinge overgang van een zwart naar een wit beeld treedt een grote sprong op in de gemiddelde gelijkspanning van het signaal. Bij het witte beeld is de afstand tussen deze spanning en de onderzijde van de synchronisatiepulsen maximaal (zie ook fig. 1). De spanning van deze pulsen reikt dus bij een signaal na een *RC*-koppeling uiteindelijk tot een grote negatieve waarde, die bij „bumping" nog vergroot wordt omdat gedurende enige tijd de gemiddelde spanning ook een negatieve waarde heeft[3]).

Bij meer *RC*-leden in cascade neemt het aantal slingeringen toe en bovendien de grootte van deze slingeringen. Het is dus zaak het aantal *RC*-koppelingen niet groter te maken dan strikt noodzakelijk is.

Nu lijkt het op het eerste oog voor het verkrijgen van grote *RC*-tijden gunstig om tegenkoppeling toe te passen, omdat een in het μ-circuit aanwezige tijdconstante zich in de uiteindelijke eigenschappen manifesteert als een tijdconstante die ongeveer de tegenkoppelfactor groter is. Hierbij doet zich echter een bijzonder onplezierig effect voor als meer dan één *RC*-lid in de

---

[4]) A. P. Bolle, On the low-frequency behaviour of video-amplifiers, PTT-Bedrijf VIII (1958), nr 3, blz. 131-141.

versterker aanwezig is. Het is genoegzaam bekend dat er bij teveel fasedraaiing door tegenkoppeling gevaar voor genereren ontstaat. Er ontstaan echter al veel eerder problemen.

Berekent men één en ander dan komt men tot de conclusie dat door de tegenkoppeling schijnbaar de verhouding van de tijdconstanten verkleind wordt, zodat ze nu in werkelijkheid voor het verkrijgen van weinig „bumping" wel zeer ver uit elkaar moeten worden gekozen. Wel blijft waar dat de kleinste tijdconstante door tegenkoppeling vergroot wordt.[4])

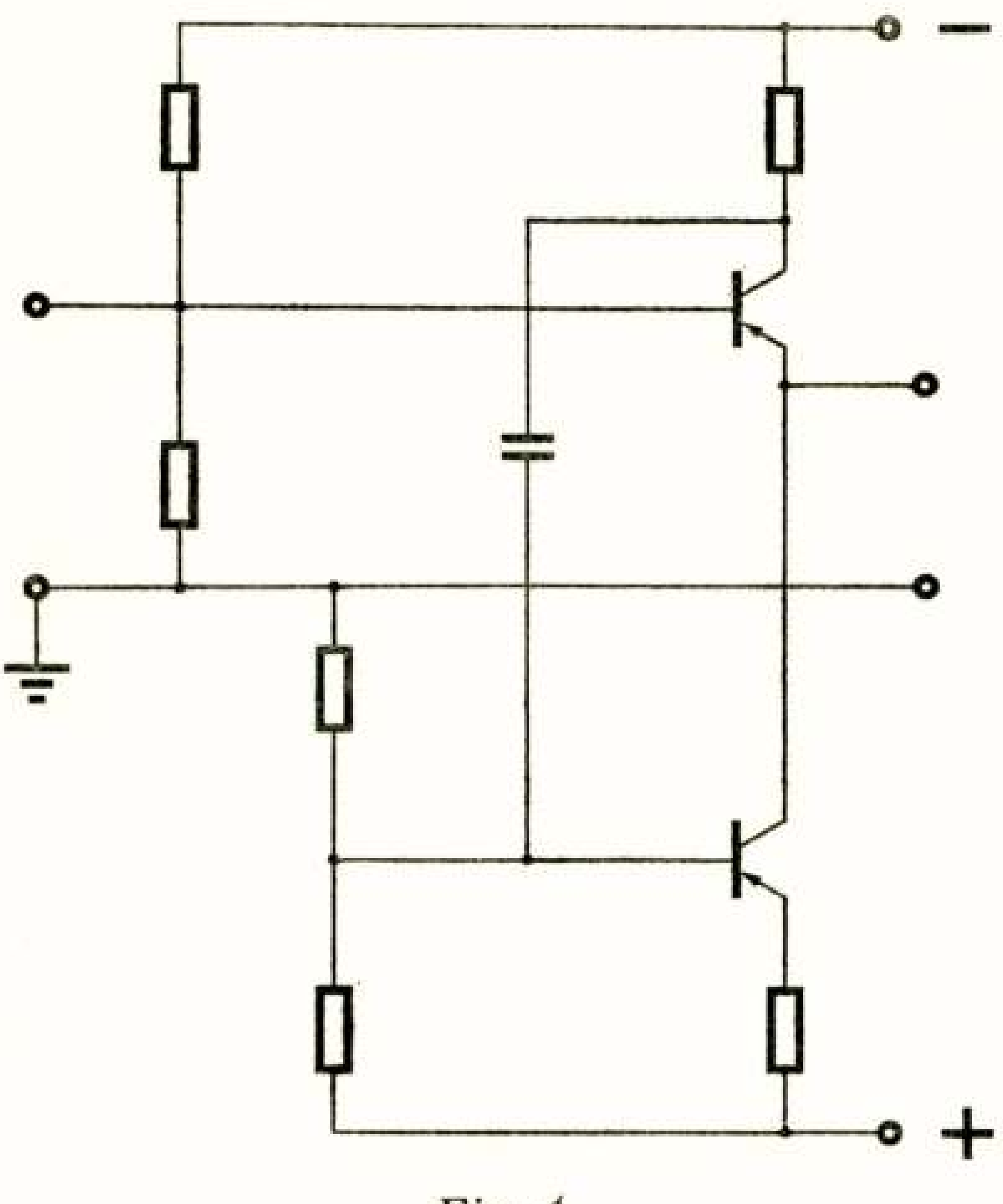


Fig. 4
Principe eindtrap

Gezien al deze bezwaren ligt het voor de hand dan maar een breedbandige gelijkspanningsversterker te ontwerpen, ondanks alle moeilijkheden die bij dit type te verwachten zijn. Dit voornemen wordt echter weer doorkruist door het feit dat het aangeboden signaal aan de ingang een aanzienlijke ongewenste gelijkspanningscomponent kan bevatten. Deze zou de versterker geheel oversturen en het bovendien onmogelijk maken aan de eis van gelijkspanningsvrije uitgangen te voldoen.

Wat nu de schakeling van de eindtrap betreft, om veel bezwaren te omzeilen werd hier een gelijkspanningskoppeling voor de uitgangen gekozen. Deze moeten dan dus op aardpotentiaal

liggen. De schakeling is gegeven in fig. 4. Deze schakeling, die in het Engels wel aangeduid wordt als „shunt-regulated amplifier"[5]), heeft een lage uitgangsimpedantie. De bovenste transistor is geschakeld als emittervolger (in vele opzichten te vergelijken met de kathodevolger). De sturing voor de onderste transistor wordt verkregen via een weerstand in het collectorcircuit van de bovenste. De signaalstromen in beide transistoren zijn dus in tegenfase, in het uitgangscircuit versterken ze elkaar echter. Daardoor wordt de emittervolgerwerking nog versterkt. De ingangsimpedantie is vrij hoog, echter niet zo hoog als bij buizen. Een korte omschrijving van deze schakeling zou kunnen zijn: emittervolger met extra stroomsturing.

Wat de instelling betreft: door gebruik te maken van een negatieve en een positieve voedingsspanning is het mogelijk de stroom in de bovenste transistor zo in te stellen dat deze gelijk is aan die in de onderste, zodat geen gelijkstroom naar de uitgangen vloeit. Deze instelling is goed stabiel; men zou ook kunnen zeggen dat de emitter van de bovenste transistor de basisspanning volgt op een vrijwel constante spanning na.

Bij de instelling van de eindtrap moet nog een ander effect ter sprake komen, n.l. de stabiliteit met de temperatuur. Twee grootheden van de transistor zijn hoofdzakelijk verantwoordelijk voor de verandering van de instelling met de temperatuur, n.l. de I_{co} en de U_{be}. Met de eerste bedoelen we niets anders dan de lekstroom van de in sper geschakelde basis-colletor diode en deze is nogal sterk temperatuurafhankelijk (verdubbelt per ongeveer 6° *C*). Er ontstaat dus in het basis-instelcircuit een variabele stroom en het hangt nu af van de impedantie van dit circuit hoeveel variatie dit veroorzaakt in de basis-emitterstroom. Deze laatste variatie verschijnt weer α'-maal in de collectorstroom. Is het basiscircuit zeer hoogohmig dan komt de volledige stroomvariatie in de basis-emitterdiode en verschijnt α'-maal in de collector als de z.g. I_{co}'. Is het basiscircuit zeer laagohmig dan kan men de invloed zeer gering houden. Voor een goede gelijkstroomstabiliteit is dus een laagohmig basiscircuit gewenst. Nu is het echter bij een videoversterker vrijwel onmogelijk de gelijkstroominstelling te scheiden van de versterking bij lage frequenties, zodat hier gezocht moet worden naar een compromis. Men kan b.v. de invloed van de I_{co} beperken door indi-

---

[5]) V. J. Cooper, Shunt-Regulated Amplifiers, Wireless Engr. 28 (1951), nr 332, blz. 132-145.

viduele tegenkoppeling per transistor, maar dan gaat ook de versterking achteruit daar het niet goed mogelijk is voldoende te ontkoppelen.

De tweede grootheid die invloed heeft op de instelling is de U_{be}. Bepaalt men n.l. bij een gegeven basis-emitterstroom bij verschillende temperaturen de benodigde spanning over de basis-emitterdiode, dan blijkt dat deze met ongeveer 2,5 *mV* per °*C* verandert. Ook dit is een verschijnsel waarmee bij het verdere ontwerp rekening gehouden dient te worden.

5.2. Voorgaande trappen

Nu rijst de vraag wat er vooraf moet gaan aan de in fig. 4 geschetste eindtrap. Hierbij moet bedacht worden dat bij de versterker het uitgangssignaal dezelfde polariteit moet hebben als het ingangssignaal. De eindtrap levert geen omkering van de polariteit op. Nu zullen er, gezien de brede band en het feit dat er tegenkoppeling toegepast zal worden, wel twee voorgaande versterkertrappen nodig zijn. Die moeten dus beide een omkering van de polariteit geven of beide niet. De laatste oplossing verdient geen aanbeveling omdat er dan eigenlijk alleen maar een mogelijkheid met een lage impedantie aan de ingang van de versterker overblijft. Gezien de mogelijkheid van een ongewenste gelijkspanning bij het ingangssignaal is het noodzakelijk in het ingangscircuit een condensator toe te passen. Deze wordt bij een lage ingangsimpedantie onpraktisch groot, daar geen elektrolytische condensator gebruikt kan worden wegens het onbekend zijn van de polariteit van de spanning. Er moet dus naar gestreefd worden de ingangsimpedantie zo hoog mogelijk te maken*) opdat de condensator met een diëlektricum van papier of kunststof in redelijke afmetingen uitgevoerd kan worden. Daarom zal de eerste trap bestaan uit een z.g. geaarde-emitterschakeling, waarin nog een emitterweerstand is opgenomen. Deze individuele tegenkoppeling is nodig, om de nogal spreidende eigenschappen van de transistor te stabiliseren en de ingangsimpedantie te verhogen.

Het is dus ook nodig dat de eerste trap vrij hoge instelweerstanden in het basiscircuit krijgt. Hierdoor wordt de instelling van deze trap nogal temperatuurafhankelijk. Daarom

*) De impedantie aan de klemmen van de versterker kan dan eenvoudig nauwkeurig 75 ohm gemaakt worden door het parallel schakelen van een weerstand.

kan de koppeling met de tweede trap niet galvanisch zijn, maar moet een elektrolytische condensator gebruikt worden, die nu een gedefinieerde voorspanning kan krijgen. Nu kunnen de instelweerstanden voor de basis van de tweede trap (die nu ook uit een geaarde emitterschakeling zal moeten bestaan wegens de noodzaak van de juiste polariteit) vrij laagohmig gekozen worden omdat de koppelcondensator op eenvoudige wijze een grote capaciteit kan krijgen. De invloed van de I_{co} in deze trap kan dus gering gehouden worden, zodat een galvanische koppeling met de eindtrap mogelijk is. De opzet van de schakeling gaat er dus uitzien als aangegeven in fig. 5. De variatie van de

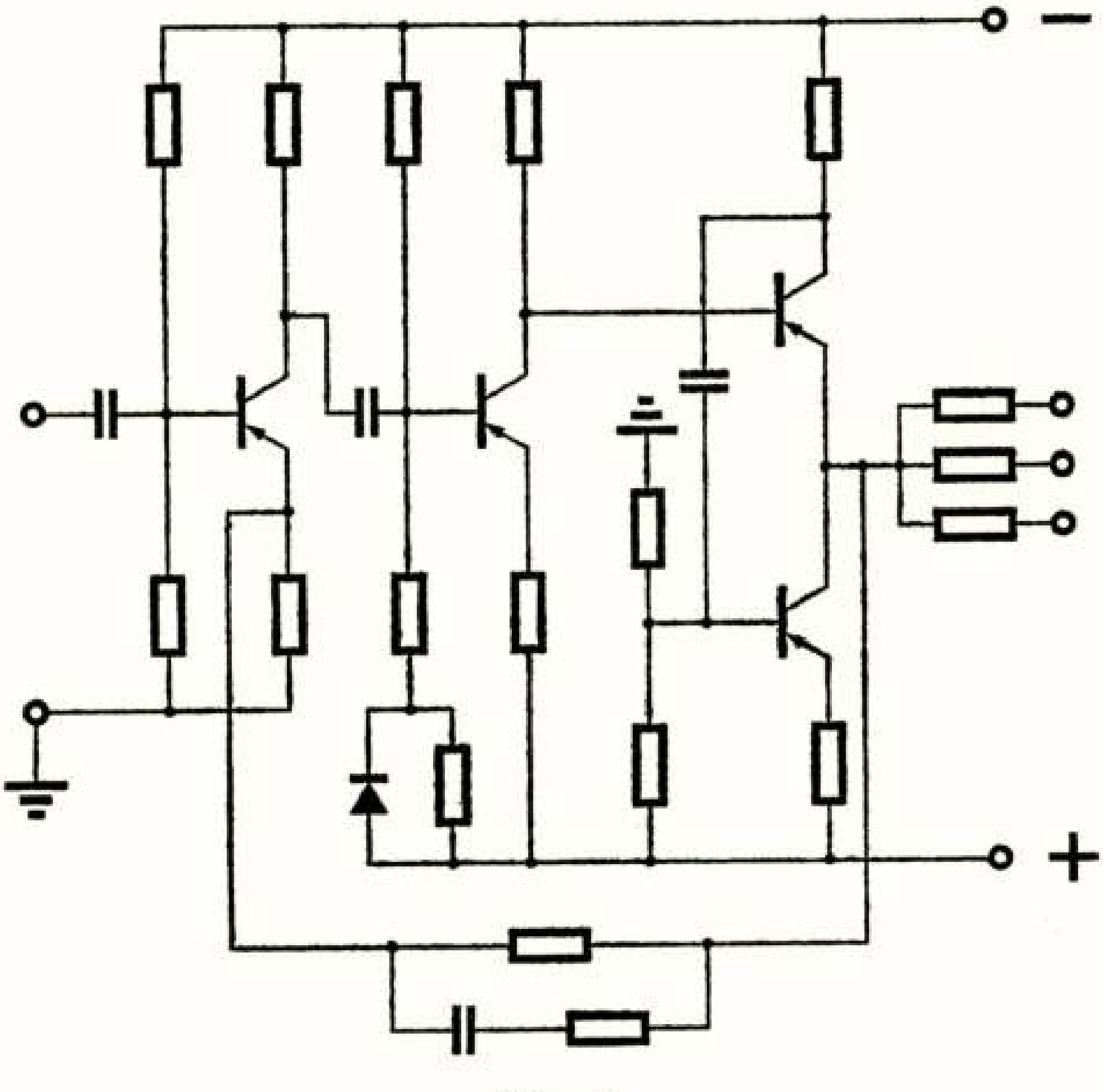


Fig. 5
Principeschema gehele versterker

U_{be} van de tweede trap zou versterkt aan de uitgang verschijnen. Daarom is in de tweede trap een compensatie aangebracht, in de vorm van een germanium-diode in het basisinstelcircuit. Deze diode heeft de neiging om de instelspanning op dezelfde manier te doen varieren als de U_{be}, zodat de basisstroom min of meer constant blijft. Ook de tweede trap heeft individuele tegenkoppeling.

5.3. Tegenkoppeling

Voor de wijze van aanbrengen van de overall-spannings-

tegenkoppeling blijft, bij de hiervoor beschreven schakeling, niet veel anders over, dan de tegenkoppeling van de gemeenschappelijke uitgang naar de emitter van de eerste trap.

In de romp van de versterker komen dus twee *RC*-koppelingen voor. Hierbij verwaarlozen we die in de eindtrap daar deze nauwelijks invloed heeft op de frequentiekarakteristiek. De combinatie van de ingangs-*RC* en het tegengekoppelde versterkerdeel moet nu zo gekozen worden dat geen ernstige „bumping" optreedt.

Nu is er nog een schakeling die wat verlichting kan brengen voor de eis van de grote tijdconstanten. We kunnen n.l. vrij eenvoudig met behulp van het tegenkoppelcircuit bij zeer lage frequenties een kleine oploop in de frequentiekarakteristiek aanbrengen. Hierdoor kunnen de fasefouten t.g.v. de bij nog lagere frequenties afvallende karakteristiek voor een deel gecompenseerd worden. Met het toepassen van dit middel moet men wel voorzichtig zijn en de oploop per versterker niet groter maken dan enkele tienden *dB*, daar anders bij een aantal versterkers in cascade bij lage frequenties optredende stoorsignalen extra versterking ondervinden.

Uit het voorgaande mag blijken dat het *l.f.*-gedrag bij het ontwerp de nodige aandacht vereist. Maar ook het vervaardigen van een versterker met een redelijk tegenkoppelbedrag tot 5 MHz wordt, juist door de grote *l.f.*-beperkingen, niet eenvoudig. Bij het uitwerken van het ontwerp bleek het mogelijk met germanium-transistoren op de vele van belang zijnde punten tot een redelijk compromis te geraken, in een schakeling waarvan het grondprincipe gegeven is in fig. 5. Hieraan zijn, met het oog op het *h.f.*-gedrag, nog wel enige elementen, zoals enkele kleine zelfinducties en condensatoren, toegevoegd. Het bleek indertijd, gezien de benodigde stroomuitsturing, noodzakelijk de eindtrap dubbel uit te voeren zodat deze vier transistoren bevat. Het geheel werd uitgevoerd met een ingebouwde, op eenvoudige wijze gestabiliseerde, op het lichtnet aan te sluiten voeding.

6. **Versterker met silicium-transistoren**

Inmiddels zijn er silicium-transistoren, die wat frequentiebereik betreft veelbelovend zijn, in de handel gekomen. Bovendien is het vermogen van deze transistoren gunstiger. Ook op het gebied van de temperatuursstabiliteit heeft dit type voordelen. De lekstroom van de basis-collectordiode is n.l. bijzonder klein, een orde kleiner dan die bij germanium. Wat dit punt betreft

zijn er dus aanzienlijk meer mogelijkheden. Bovendien is de maximaal toegestane temperatuur veel hoger zodat, door het rekening houden met een wat hogere omgevingstemperatuur, de toelaatbare dissipatie praktisch niet wordt gereduceerd.

Waar germanium-transistoren hoofdzakelijk uitgevoerd worden in het *pnp*-type, zijn die in silicium-uitvoering in meerderheid *npn*. Nu kan men met een combinatie van beide typen op bijzonder fraaie wijze gelijkspanningsgekoppelde versterkers maken. Tot nu toe was het bij deze versterkers altijd een moeilijkheid om te voorkomen dat bij iedere trap een hogere voedingsspanning nodig was. Bovendien werd bij de gebruikelijke schakeling in iedere trap een variatie in de voedingsspanning op het signaal gesuperponeerd. Dit resulteerde in zware eisen aan de de stabilisatie van deze spanning.

Bij een cascade-schakeling van twee transistoren van verschillende polariteit vervalt dit probleem, daar een volgende trap het stuursignaal direct aangeboden krijgt over de belastingsweerstand van de voorgaande. Variatie in de voedingsspanning kan nu alleen nog doordringen via de hoge inwendige weerstand van de transistor.

Van de genoemde effecten is gebruik gemaakt bij een ontwerp van de video-verdeelversterker als gelijkspanningsversterker met overall-tegenkoppeling. De ingangscondensator blijft noodzakelijk maar door de aanzienlijke verbetering van de I_{co} liggen de mogelijkheden hier toch gunstig. Fig. 6 geeft een globaal schema van dit ontwerp. Er zijn enkele punten die een toelichting behoeven.

De oplossing voor de eindtrap is identiek aan die bij het vorige ontwerp. De twee voorgaande trappen zijn op de hiervoor aangegeven wijze geschakeld. De overall-tegenkoppelling geeft echter een verrassend effect. Men zou n.l. verwachten dat de variatie, die door de temperatuur in het basiscircuit van de eerste transistor ontstaat, gewoon 12.5 dB (de normale versterking) versterkt aan de uitgang verschijnt. De variatie blijkt daar echter veel groter te zijn en men moet dus tot de conclusie komen dat de tegenkoppeling voor gelijkspanning niet werkzaam is, in tegenstelling tot wat men bij buisschakelingen gewend is. De oorzaak hiervan is snel aan te wijzen, n.l. het voor gelijkspanning hoogohmige ingangscircuit (vanaf de basis gezien) en de vrij lage impedantie van de basis-emitterdiode. Via deze laatste impedantie komt het tegenkoppelsignaal vrijwel even sterk op de basis als op de emitter, zodat er nagenoeg geen

tegenkoppelwerking optreedt. Het is dan ook nodig in deze versterker een extra gelijkspanningstegenkoppeling aan te brengen. In fig. 6 is hiervan een voorbeeld gegeven. Er is een extra signaal naar de eerste basis teruggevoerd. In deze lus moet dus nog ergens 180° fasedraaiing worden aangebracht. Dit wordt gedaan met een extra *Si*-transistor die met de basis op de uitgang is aangesloten, het signaal versterkt en dit na zeer goede ontkop-

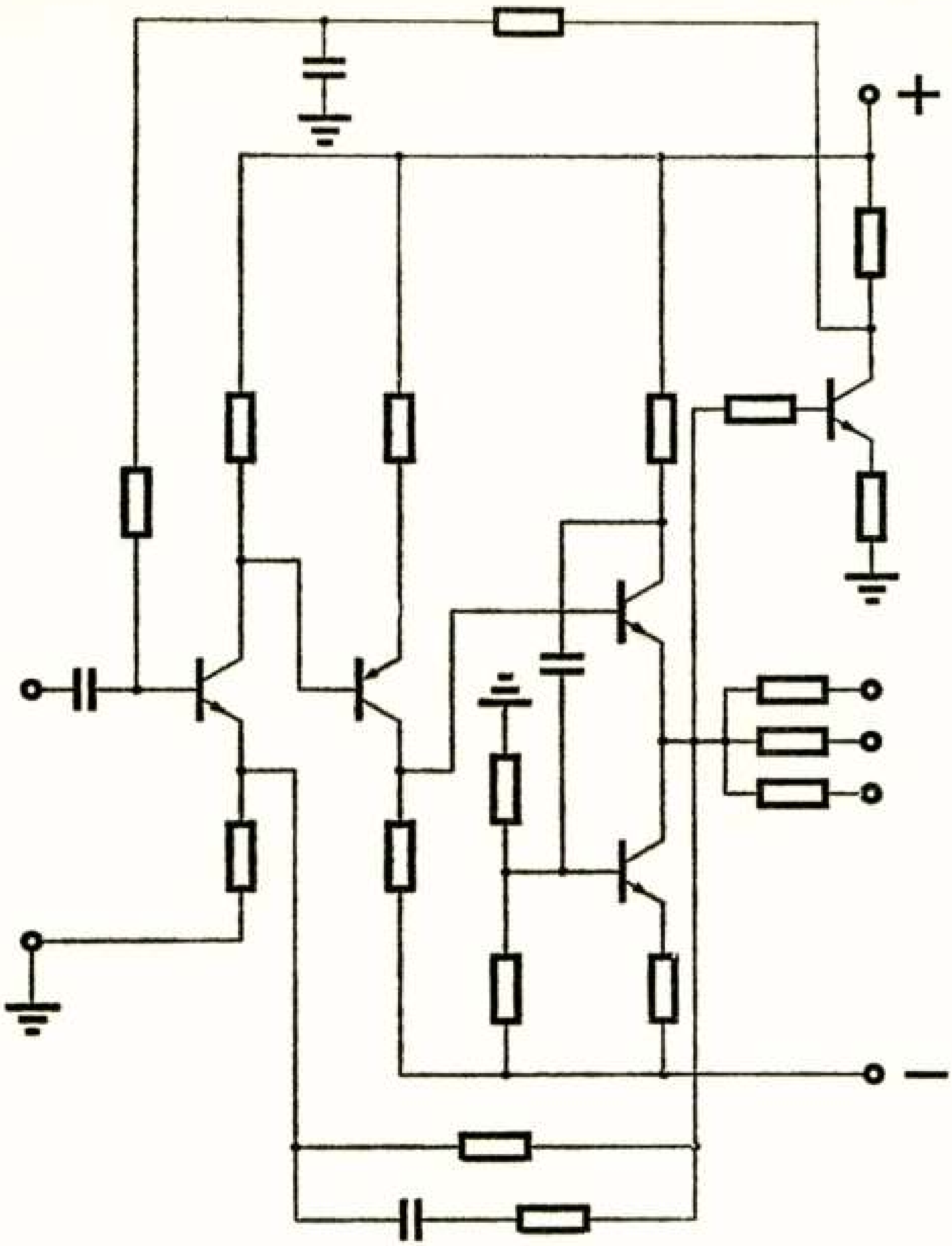


Fig. 6
Principeschema tweede uitvoering

peling naar de eerste basis voert. Deze goede ontkoppeling is hier mogelijk vanwege het hoogohmige karakter van deze lus.

Op het eerste gezicht lijkt het niet juist om in een tegenkoppellus een (niet zo heel stabiel) versterkerelement op te nemen. Het gaat hier echter niet om het verkrijgen van een zeer stabiele versterking voor gelijkspanning, maar om zo gering mogelijke versterking. Bij grote rondgaande versterking verschijnt aan de uitgang vrijwel alleen de variatie (door de temperatuur) in het

basiscircuit van de extra regeltransistor en die bedraagt slechts enkele $mV/°C$, die door de aanvulweerstanden nog ongeveer gehalveerd op de belastingen komt. Dit is hier zeker voldoende stabiel.

7. Resultaten

Er werd een aantal versterkers volgens het eerst beschreven ontwerp vervaardigd. Deze zijn reeds gedurende geruime tijd in bedrijf en voldoen goed. Een plankmodel van een versterker volgens het tweede principe is gereed en levert bevredigende resultaten. Het voordeel van dit tweede ontwerp is dat het aanmerkelijk minder onderdelen bevat, en dat de koppelcondensator voor de ingang kleiner kan zijn, wat resulteert in kleinere afmetingen van de versterker.

Videoverdeelversterker met:	Opgenomen vermogen	Inhoud
Buizen, 0 *dB*, 4 uitgangen	37,5 W	9 dm^3
Ge-trans. 12,5 *dB*, 3 uitgangen	≈ 1,8 W	1,8 dm^3
Si-trans. 12,5 *dB*, 3 uitgangen	≈ 1,8 W	0,9 dm^3

Tabel 2

Het is illustratief om met elkaar te vergelijken het opgenomen vermogen en de in beslag genomen ruimte van een buizenversterker met 0 *dB* en 4 uitgangen, een versterker met *Ge*-transistoren met 12,5 *dB* en 3 uitgangen en een versterker met *Si*-transistoren en eveneens 12,5 *dB* en 3 uitgangen (zie tabel 2). Wat de verdere eigenschappen betreft zijn deze versterkers ongeveer gelijkwaardig; ze hebben b.v. alle drie een ingebouwde voeding voor aansluiting op het lichtnet.

Manuscript ontvangen 29 juli 1964

Application of transistors in repeaters for carrier telephony

by H. L. Bakker *)

Lecture given to the Nederlands Electronica- en Radiogenootschap on October 23, 1963

Summary

Transistors are very suitable for use as amplifiers in line equipment for carrier telephony. The presence of a large number of amplifiers in cascade requires a constant gain, which can be realized with modern transistors. This constancy and the long life of transistors reduce maintenance costs.

In repeaters a high degree of feedback is applied which requires relatively high cut-off frequencies. This requirement is made even more stringent by the fact that the α' of present-day transistors is too low and the collector-base capacitance too high for this application.

Tubes are capable of dissipating more power than transistors with very high cut-off frequencies. The choice of a lower output power than is usual with tube amplifiers, contributes appreciably to the simplification of the equipment in transistorized repeaters and in this respect the power supply is typical.

1. Introduction

The introduction of the transistor in repeaters for carrier telephony took place as early as about 1955. Since then the transistor has rapidly replaced the electronic tube and is now in general use on account of its favourable properties.

In order to give an idea which parameters of the transistor are important and what requirements are to be made for a given design, we shall first give a short outline of repeater engineering in general. This will be followed by a discussion of the specific transistor properties which are of interest to the designer of a repeater.

---

*) Philips' Telecommunicatie Industrie, Hilversum.

2. Outline of repeater engineering.

2.1. *Carrier telephony on cables*

In carrier telephony, each of a number of telephone channnels is amplitude modulated with its own carrier, whereupon one sideband is selected from the products of modulation and the carrier is suppressed.

The effective bandwidth of a channel is approx. 3 kc/s and the carrier spacing is usually 4 kc/s.

A number of channels assembled in this way into a given frequency band can be transmitted via a balanced or coaxial pair of a cable over large distances.

Special cables have been developed for carrier working. For relatively small groups of channels (up to about 120), balanced cables are employed. For larger groups of channels use is made of coaxial cables. Examples of groups used in practice are:

300 channels in the 60 - 1300 kc/s band;
900 channels in the 316 - 4188 kc/s band;
2700 channels in the 316 - 12388 kc/s band.

A typical example of a coaxial cable is specified below:

12 coaxial tubes within a common lead sheath

diameter of inner conductor of a tube	1.2 mm
inside diameter of outer conductor	4.4 mm
thickness of outer conductor	0.15 mm
attenuation at 316 kc/s	3.0 db/km
attenuation at 4188 kc/s	10.8 db/km

attenuation proportional to the square root of the frequency.

characteristic impedance	75 ohms

If a 900-channel group is employed and an equal number of tubes is used for transmission in either direction, such a cable will permit the transmission of $6 \times 900 = 5400$ channels.

2.2 *Noise and section length*

The cable loss attenuates the signals, so that repeaters have to be inserted at regular intervals along the line in order to maintain a given signal-to-noise ratio.

The *CCITT* (Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique), members of which are a large number of postal administrations and telecommunication industries, draws

up internationally recognized standards on subjects such as bandwidth, the choice of carrier frequencies, and noise.

One of its recommendations says that, after transmission over a distance of 2500 km (1550 miles), the ratio between the signal of an „average" speaker and the overall noise shall be about 40 *db*.

The usual practice in telephone engineering is to state relative levels with reference to a standard zero level, where a speaker produces an average speach power of 12 *db* below 1 *mW* (notation: – 12 *dbm*).

After 2500 km, the noise must therefore not exceed $-12-40=$ -52 *dbm* ($= 6.3 \times 10^{-6}$ *mW*) at zero level (notation: – 52 *db m* o) in accordance with the *CCITT* recommendation.

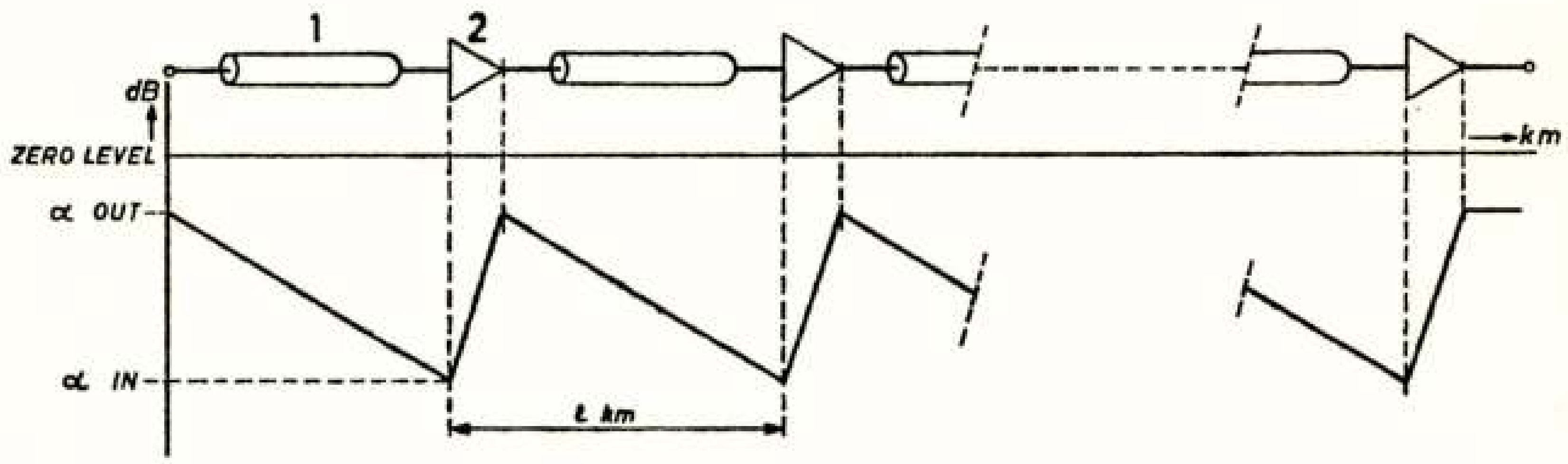


Fig. 1
Level diagram

1: cable — a_{out}: relative output level
2: repeater — a_{in}: relative input level
L: section length

There are various causes for noise, such as: thermal noise and repeater noise; products of distortion resulting in noise; crosstalk from neighbouring circuits in the cable.

From what has been said above, it will be clear that the relative input level of a repeater is limited at the lower end by the permissible basic noise (thermal noise plus repeater noise). An upper limit to the output level is set by the effective power output of the repeater.

Since overloading of a repeater by the signal will result almost immediately in an unintelligible signal, the margins observed in carrier telephony are very wide.

The difference between input and output level, divided by the cable loss per unit length, gives the distance between two successive repeaters known as the section length.

Fig. 1 shows a level diagram such as may refer to the channel having the highest carrier frequency.

Let us give an example by way of elucidation.

Frequency band: 316–4188 *kc/s* (900 telephone channels).

Cable used: the coaxial cable mentioned in 2.1.

Let the section length in Fig. 1 be $L = 3\ 1/3$ km. This means that a circuit of 2500 km requires 750 repeaters.

Let us further assume that the basic noise of the circuit may be 1/3 of the permissible noise of -52 *dbm* 0.

Noise of the circuit: $-52 + 10 \log 1/3 = -56.8$ *dbm* 0.

The contribution of each individual repeater is $-56{,}8 - 10 \log 750 = -85.6$ *dbm* noise power at relative zero level.

The thermal noise level at the input of each repeater is $10 \log k\ T\ b$ *dbm*, where k is the Boltzmann constant, T is the absolute temperature and b is the channel bandwidth.

The numerical result is about -142 *dbm*. The noise is further increased by the repeater noise, accounted for in its noise factor F, so that the total noise power is -142 *dbm* $+ 10 \log F$.

If we assume $10 \log F = 8.4$ *db*, the result is -133.6 *dbm*. Since the noise power may be -85.6 *dbm* at zero level, the minimum input level is $-133.6 + 85.6 = -48$ *db*.

The section loss at the highest frequency is $3\ 1/3 \times 10.8$ *db* $= 36$ *db*, hence the output level is $-48 + 36 = -12$ *db*.

If all the channels have this output level, the repeater in order to prevent overloading must have an effective power output of approx. 100 *mW* (+ 20 *dbm*).

2.3. *Constancy*

If the level at the end of a 2500 km long circuit is to be constant within a few decibels, a high degree of constancy has to be designed into the repeaters.

Changes of gain are caused by:

a. changes of transistor characteristics;
b. variations of power supply voltages;
c. variations of ambient temperature;
d. changes of the characteristics of other components.

Besides the use of high-grade components with favourable properties as regards aging and sensitivity to changes in temperature, the following measures may be taken:

1. stabilizing the power supply voltages (for *b*);

2. using negative feedback (for *a*, *b* and partly for *c* and *d*);
3. using automatic and manual level controls.

3.0. Repeater characteristics

The *gain* must equal the loss of one section length of cable. Since the cable loss is frequency-dependent, the repeater gain must show the same frequency dependence. This is referred to as the equalizing characteristic of the gain, which is achieved with the aid of equalizer networks.

The *input and output impedances* of the repeater are usually required to match the characteristic impedance of the cable.

The *noise factor* and the *output power* are two quantities which determine the section length. A low noise factor of the transistor employed and a low-noise input circuit are important. Arbitrary raising of the output power (if possible), leads to complicated power supplies and high temperatures of the components, which is not in the interest of efficiency and reliability.

For determining the *distortion requirements*, the signal of a carrier telephone band may be simulated approximatively by a white noise band. The distortion products due to the non-linear characteristics of the repeater therefore also constitute a noise spectrum, the intermodulation noise. Apart from an optimum design of the final stage (impedance and bias selection), negative feedback is the obvious means of reducing this noise to the desired level.

The use of a *high amount of negative feedback* (30 *db* or more) is one of the typical features of telephone repeaters.

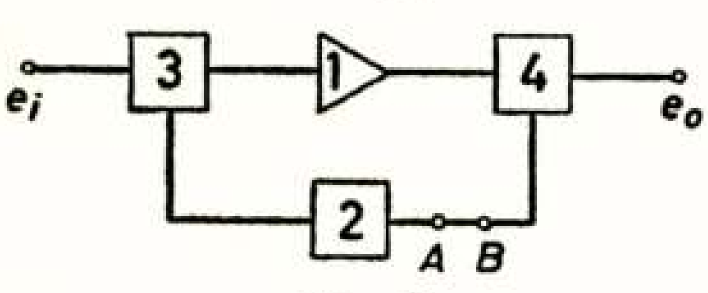


Fig. 2

Amplifier with negative feedback.
1: amplifier- or μ-circuit
2: negative feedback- or β-circuit
3 and 4: coupling networks

Of an amplifier as shown schematically in fig. 2, block 1, having an amplification factor μ, a portion β of the output signal e_o is added in phase opposition to the input signal e_i via networks 4, 2 and 3.

At the input of 1, this results in $e_i - \beta e_o$, which, amplified by μ, results again in e_o:

$$(e_i - \beta e_o)\, \mu = e_o \tag{3.1}$$

whence the amplification factor with negative feedback:

$$\mu' = \frac{e_o}{e_i} = \frac{\mu}{1 + \mu\beta} \tag{3.2}$$

If the loop gain $\mu\beta$, measured from A to B with the circuit interrupted between A and B (Fig. 2), is raised so that $\mu\beta >> 1$, the expression 3.2 changes into:

$$\mu' = \frac{\mu\beta}{1 + \mu\beta} \times \frac{1}{\beta} \approx \frac{1}{\beta} \tag{3.3}$$

In this case μ' depends only on the elements in blocks 2, 3 and 4 of fig. 2, which are passive linear elements. By this means the desired constancy and reduction of distortion can be obtained.

Above the effective frequency band, the $\mu\beta$ loop provided in fig. 2 may easily lead to singing if phase shifts in the loop turn the negative feedback into positive feedback before the loop gain has decreased to less than 1.

Since the design of a *stable amplifier* is closely connected with some essential transistor parameters, the solution of the stability problem will be briefly discussed. To this end we consider the three-stage amplifier in fig. 3 and the amplification and phase characteristics of $\mu\beta$ in fig. 4.

First of all $\mu\beta$ is measured (from A to B) at frequencies which are high as compared to the highest in-band frequency f_h, and in the absence of the coupling impedances Z_1 and Z_2. As regards amplification and phase, an idealized transistor gives the characteristic of the voltage across a capacitor connected to a current source, i.e. an increase in attenuation of 6 *db* per octave and a constant phase shift of 90°. Two transistors will thus give 12 *db* per octave and 180° of phase shift, and three transistors, as shown in the example, will give 18 *db* per octave and a 270-degree phase shift.

The intentionally inserted capacitors C_2, C_3 and C_4 give capacitive voltage division without phase shift, so that the characteristic is measured by the dash line in fig. 4.

The linear relationship between increase in attenuation and phase shift is a general feature of minimum-phase networks, which term is also applicable to the loop gain network.

In order to prevent singing, it is necessary to keep the phase shift smaller than 180° (say 150°) so long as $20 \log|\mu\beta|$ is more than zero. The decrease of gain just above the band must therefore be restricted to:

$$\frac{150}{180} \times 12\,db \text{ per octave} = 10\,db \text{ per octave}$$

(see part of the graph between f_h and f_e).

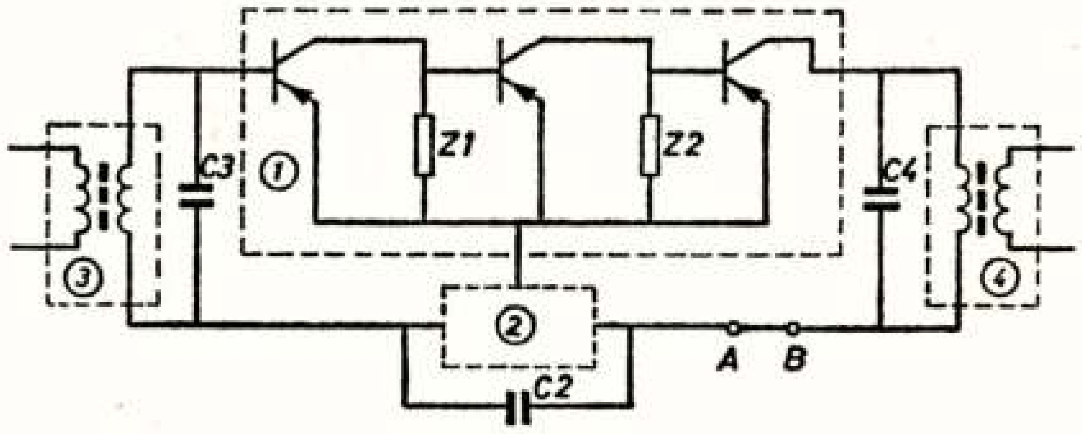


Fig. 3
Three-stage amplifier with negative feedback

As a safety measure we reduce $20 \log |\mu\beta|$ to $-10\,db$ (see f_d in fig. 4).

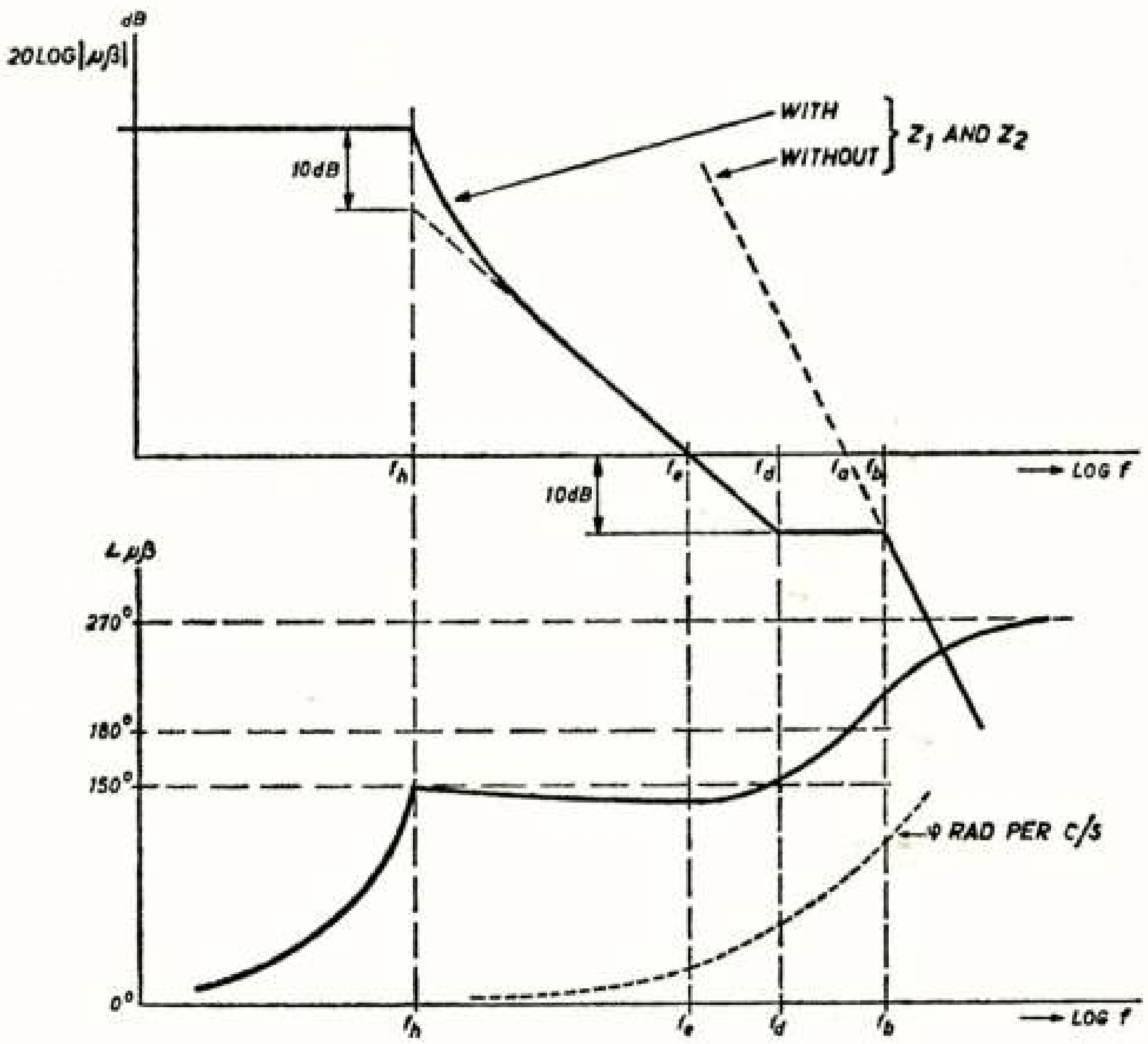


Fig. 4
Determination of maximum negative feedback

This shaping of $|\mu\beta|$ is effected with the aid of the coupling impedances Z_1 and Z_2.

If the $10\,db$ per octave slope were to change gradualy into the $18\,db$ per octave slope, the phase shift caused by the $18\,db$ per octave slope would start too early.

For that reason, $20 \log |\mu\beta|$ is kept constant up to a frequency

which is in a proportion of 18/10 to f_d, i.e. the same proportion as that of the two slopes.

As a general rule for n stages, we may therefore write:

$$f_b = \frac{6n}{10} \times f_d \tag{3.4}$$

Immediately above the band (f_h), the characteristic is permitted to drop slightly more rapidly than 10 db per octave, as is indicated in fig. 4. The phase shift is also limited to 150° in this case.

The $|\mu\beta|$- and $\angle\,\mu\beta$-characteristics are now clearly defined and, conversely, we can now determine from the point of intersection of the 18 db per octave asymptote and the -10 db line at the frequency f_b how great the maximum $|\mu\beta|$ can be for any given frequency f_h. The following relationship can be derived:

$$20\, log\, |\mu\beta|_{max} = 8 + 33\, log\, \frac{f_b}{n f_h}\, db \tag{3.5}$$

Let us assume we have measured $f_b = 88\ Mc/s$ for an amplifier with $f_h = 4.2\ Mc/s$ (the amplifier from the example in 2.2). Then we have for $n = 3 : 20\, log\, |\mu\beta|_{max} = 8 + 33\, log\, 7 = 36\, db$.

Readers interested in this subject will find a more detailed discussion in the literature mentioned below. 1) 2)

4.0. Application of the transistor

4.1. *An equivalent diagram*

An equivalent diagram with frequency-independent elements, which is useful for amplifier design, is shown in fig. 5.

In this diagram:

α is the LF current amplification factor in the common base circuit;

r_o is the diffusion resistance, defined by

$$r_o = \frac{kT}{q I_E} \approx \frac{25}{I_E\,(mA)} \tag{4.1}$$

---

[1]) Network analysis and feedback amplifier design, by H. W. Bode (comprehensive).

[2]) De Ingenieur no. 50, 10-11-'54, page E 130 (concise): „Ontwerp van versterkers met tegenkoppeling" by J. L. Bordewijk.

where k is the Boltzmann constant,
T is the absolute temperature,
I_E is the emitter DC,
q is the charge of the electron;

$f_T = \omega_T/2\pi$ is the cut-off frequency.

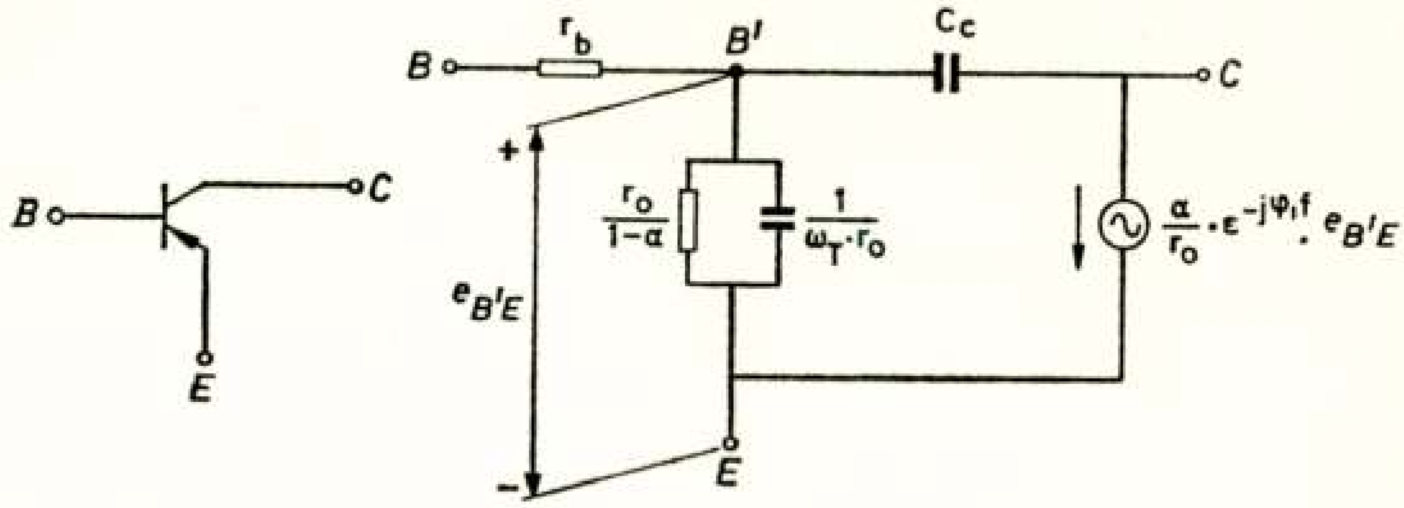


Fig. 5
Physical equivalent diagram of a transistor with a current source in the collector circuit

In measurements of the short-circuit current amplification in a common-emitter circuit (notation h_{fe}), a decrease of 6 *db* per octave is found for high frequencies.

Extrapolation of this slope to $|h_{fe}| = 1$ gives the frequency f_T.

The frequency where $|h_{fe}|$ actually becomes 1 may deviate slightly from f_T. Said frequency is called f_1.

C_c is the collector-base capacitance;
r_b is the base resistance;
φ_1 is an extra phase shift in radians per c/s, which may occur in the transistor owing to propagation times and/or drift fields.

For h_{fe} we find with the aid of the equivalent diagram in Fig. 5:

$$h_{fe} = \frac{\alpha\, \varepsilon^{-j\varphi_1 f} - j\,\omega\, r_o\, C_c}{1 - \alpha + j\,\omega\, r_o \left(C_c + \dfrac{1}{\omega_T\, r_o} \right)} \tag{4.2}$$

For low frequencies this leads to the known result:

$$(h_{fe})_{LF} = \alpha' = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{4.3}$$

For high frequencies up to approx. $0.5 f_T$ the approximate result is:

$$(h_{fe})\,\mathrm{HF} = \frac{\alpha\, \varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_1 f\right)}}{\omega\, r_o \left(C_c + \dfrac{1}{\omega_T\, r_o} \right)} \tag{4.4}$$

In practice, C_c is small as referred to $1/\omega_T r_o$, so that $|h_{fe}| = \alpha \approx 1$ for extrapolation to $f = f_T$.

4.2. *The effective cut-off frequency*

In par. 3 it was seen how the maximum obtainable negative feedback can be calculated from the frequency f_b, or, conversely, how high f_b has to be at least in order that a given negative feedback can be obtained up to a signal frequency f_h. The position of the dash line in fig. 4 (the asymptotic gain) depends upon the cut-off frequency of the transistors.

As a transistor operating in a common-emitter circuit has a high output impedance as compared to the input impedance, the voltage amplification of a single transistor, if loaded by an identical transistor, equals the short-circuit current amplification h_{fe}.

Obviously, then, we find for the three-stage amplifier of fig. 3 an asymptotic loop gain decreasing by $3 \times 6 = 18\,db$ per octave. If C_2, C_3 and C_4 in fig. 3 were relatively great as referred to the transistor capacitances, f_a in fig. 4 would equal f_T. However, the combination of capacitances gives an „asymtotic loss", due to which $f_T > f_a$. In practice it may be expected that $f_T \approx f_b$.

With the aid of (3.5) the relationship between $|\mu\beta|_{max}$ and f_T would now be defined. Since, however, h_{fe} shows a greater phase shift, than 90° (see formula (4.4), the risk of singing arises again. The $\mu\beta$ loop is no longer a minimum phase network; we must take into account an additional phase shift, as indicated by a dotted line in fig. 4.

Bode (loc. cit.) recommends compensating for the additional phase shift by a higher ratio of f_b/f_d, viz. by a factor $1 + f_b \dfrac{\pi\varphi}{2n}$, where φ is the total additional phase shift per c/s in the $\mu\beta$ loop.

It is also possible to adhere to the normal procedure by starting from an effective f_b according to:

$$f_{beff} = \frac{f_b}{1 + f_b \frac{\pi \varphi}{2n}} \tag{4.5}$$

For φ the relation holds that:

$$\varphi = n \varphi_1 + \varphi_v \tag{4.6}$$

where φ_1 is the additional phase shift per transistor and φ_v is the additional phase shift of the rest of the amplifier circuit.

The phase φ_v is usually due to propagation time in the $\mu\beta$ circuit. More often than not, φ_v will be much smaller than $n\varphi_1$, so that for $f_b = f_T$

$$f_{beff} \approx \frac{f_T}{1 + f_T \frac{\pi}{2} \varphi_1} \tag{4.7}$$

The right-hand member is called the effectieve cut-off frequency of the transistor:

$$f_{Teff} = \frac{f_T}{1 + \frac{f_T \varphi_1}{36}} \quad (\varphi_1 \text{ in degrees per } c/s) \tag{4.8}$$

For the *AFZ* 12 transistor we have for a given bias $f_T = 150$ Mc/s and $\varphi_1 = 0.2°$ per Mc/s, so that $f_{Teff} = 82$ Mc/s.

Substitution in 3.5), where f_b has been replaced by f_{Teff}, then gives for $f_h = 4.2$ Mc/s and $n = 3$: $20 \log |\mu\beta|_{max} = 35$ db.

The ratio f_T/f_{Teff} is still relatively favourable for the *AFZ* 12 transistor.

Among the silicon transistors now reaching the market in large numbers there are types with a very high f_T, but the ratio f_T/f_{Teff} is sometimes higher than 4.

All in all it may be said the realization of feedback amounts of over 30 *db* in three-stage amplifiers requires cut-off frequencies which are 30 to 60 times as high as the highest signal frequency.

4.3. *Realization of the gain* μ

The design of an amplifier with a required gain $\mu' \approx 1/\beta$ thus starts from a given β. From the desired value for $\mu\beta$ we then obtain μ, which gain is to be attained with as few transistors as possible, not so much from an economic point of view but

rather because of the requirements that must be made as regards the magnitude of the cut-off frequency.

A comparison between transistors and electronic tubes as to the obtainable amplification per stage shows that transistors are at a disadvantage in this respect. In tube-equipped amplifiers the usual practice was to raise at least one of the interstage coupling impedances to as high a value as would be permitted by the tube capacitances.

In theory it is possible to give the modulus of an impedance, of which the available capacitance C is a part, a constant value of $2/\omega_h C$ up to a frequency f_h (see fig. 6).

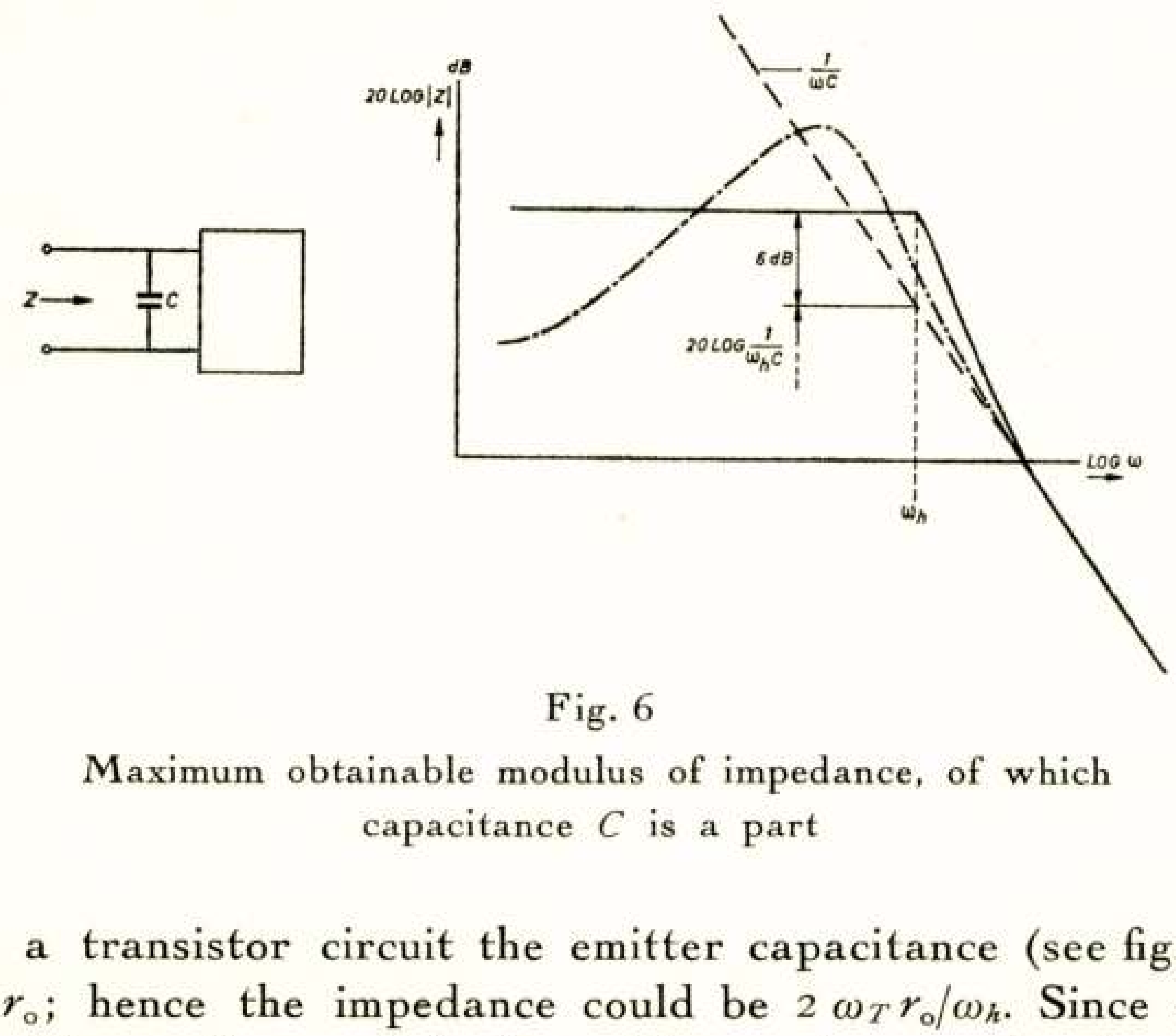


Fig. 6

Maximum obtainable modulus of impedance, of which capacitance C is a part

In a transistor circuit the emitter capacitance (see fig. 5) is $1/\omega_T r_o$; hence the impedance could be $2\,\omega_T r_o/\omega_h$. Since ω_T/ω_h is roughly 40, the result is $80\,r_o$. The maximum value, however, is limited by the resistance $\frac{r_o}{1-\alpha} \approx \alpha' r_o$ indicated in the equivalent diagram.

The parameter α' would impose no restrictions if $\alpha' >> 80$.

The situation will be even more unfavourable if μ is to have a selective character, as is often the case in equalizing amplifiers (see dash-dot line in fig. 6). A guaranteed α' of 1000 or higher, however, is one of the repeater designer's wishes that will not be fulfilled for some time to come.

If it should come true some day, all the trouble will still have been in vain if a considerable reduction of the collector-to- base capacitance C_c is not achieved at the same time. The

magnitude of C_c in the order of 1 pF, which is normal at present for *HF* transistors, causes a reaction which prevents the realization of high gains per stage.

It was seen above that, without restriction by α', an interstage impedance of $80\,r_o$ can be obtained.

Since $1/r_o$ is the transconductance of the transistor, the voltage gain can be 80. The capacitance C_c in this case gives an extra input capacitance of $80\,C_c$, which value would have to be small as compared with the emitter capacitance $1/\omega_T r_o$.

For $f_T = 150\,Mc/s$ and $r_o = 10\,\Omega$ (*AFZ* 12 at $I_E = 2.5\,mA$), C_c would have to be 0.1 pF.

How far this wish is still removed from being fulfilled will be illustrated by the parameters of an American transistor, type 2 *N* 918: $f_T = 900\,Mc/s$, $C_c = 1{,}7\,pF$!

Thus, for the present, we shall have to use more transistors than would appear to be necessary from the above considerations in order to obtain the desired gain. The consequence is that higher cut-off frequencies are required for obtaining the desired negative feedback.

4.4. *Noise factor and power*

It was explained in 3 that, if the noise factor of a repeater is decreased and its useful output power is increased, the number of repeaters on a given circuit can be reduced.

The noise factor of a transistor can attain very low values.

According to[1]) the following conditions hold if $f \ll f_T$, which holds true for the signal frequencies of repeaters :

$$F = 1 + \frac{R_{aeq}}{R_s} + G_{aeq} \times R_s \tag{4.9}$$

$$\text{with } R_{aeq} = r_b + \frac{r_o}{2} \tag{4.10}$$

$$G_{aeq} = \frac{1}{2\,r_o\,\alpha'} \tag{4.11}$$

and R_s = the source resistance.

For optimum noise matching we have:

[1]) Toepassing van transistors in de h.f.-versterker van een communicatie-ontvanger. G. Rosier e.a. Tijdschr. Ned. Radiogenootschap Deel 26, No. 4 1964, blz. 135.

$$F = 1 + 2\sqrt{R_{aeq} \times G_{aeq}} = 1 + 2\sqrt{\frac{r_b + r_o/2}{2r_o}} \qquad (4.12)$$

For an *AFZ* 12 with $I_E = 2\,mA$, $\alpha' \approx 50$ and $r_b \approx 35\ \Omega$ we find $10 \log F = 1.5\ db$.

There is no point in trying to reduce this value with a great deal of effort. However, a high α' proves to be favourable also in this case, and a low value of r_b not only reduces the noise factor but also results in a smaller ratio of f_T/f_{Teff}.

As regards the useful output power, there is not much choice for repeaters equipped with transistors.

The neccessarily high cut-off frequencies are only found with transistors, which can dissipate relatively low powers. It is found, however, that it is precisely these low power ratings which can be turned into an efficient system. This is due to the new possibilities offered by transistors, at least if a comparison is made with conditions in the tube era.

Repeater equipment comprising electronic tubes must be easily accessible in view of the limited life of the tubes. Repeater huts must therefore be built along the route, and these cause a considerable increase in cost.

Such a system can only be efficient if the tubes can dissipate powers in the order of watts. Power supplies are not always available along the route, so that the repeaters have to be powered via the cable. If the power feeding points are far apart, high *AC* voltages have to be used for power transmission in order to keep down the voltages losses in the cable. This necessitates considerable extra equipment in the repeater stations such as power separating filters and rectifiers.

Protective measures against the high voltages also require increased outlays.

Transistors, on the other hand, are reliable repeater elements with a long useful life. This has far-reaching consequences.

The repeaters can be installed underground in suitable containers. If the useful output power of the transistorized repeaters is chosen somewhat lower than for tube repeaters, their higher efficiency (useful power/supplied power) makes it possible to power the repeaters with *DC* transmitted via the cable.

The overall result is that the use of slightly more but simpler repeaters is more economical.

The dissipation of the transistors employed is consequently in the order of a few hundreds of milliwatts.

4.5. *Constancy*

When extending the comparison with tube repeaters to the subject of constancy of gain, we find that transistorized repeaters have a clear advantage. The parameters of modern *HF* transistors are hardly subject to aging, whereas with tubes allowance must always be made for an appreciable reduction of transconductance and decrease of emission, with a resultant reduction of output power.

The only transistor parameter subject to aging is α'. With the modern „planar" techniques, this problem also seems to be close to being solved.

Circuits equipped with transistorized repeaters show very small level variations, which makes itself felt in greatly reduced maintenance costs.

Manuscript ontvangen 4 juni 1964

Ontwerp van een ingangstrap van een televisie-ontvanger

door A. J. J. M. Verswijveren *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap op 23 oktober 1963.

Summary

After having brought to the front the most important requirements which must be fulfilled by television channel selectors, general properties and some detailed information are given about the available transistors, suitable for application at ultra high frequencies.

Possibilities and consequences have been discussed which arise by making use of transistors instead of tubes.

Finally, the circuitry of a transistorized channel selector has been briefly considered.

1. Inleiding

In nagenoeg alle televisie-ontvangtoestellen, die op de dag van vandaag in West-Europa verkocht worden zijn 2 kanalenkiezers ingebouwd. Eén ervan is de z.g. v.h.f-kanalenkiezer die de ontvangst van enkele kanalen in de buurt van 50 MHz en van 8 à 10 kanalen in de buurt van 200 MHz, de zogenaamde banden I en III, mogelijk maakt. De tweede is de z.g. u.h.f.-kanalenkiezer voor ontvangst van zenders in de banden IV en V. Deze u.h.f.-band begint in alle landen, die zich voorgenomen hebben in deze band te gaan uitzenden of dit reeds doen, bij 470 MHz. De hoogste frequentiegrens is nogal verschillend n.l. 890 MHz in de Verenigde Staten, 860 MHz in o.a. Engeland, Frankrijk en Scandinavië en 790 MHz in Nederland en West-Duitsland. In het onderstaande zullen we ons beperken tot de u.h.f.-kanalenkiezer met transistoren.

De toepassing van halfgeleiders als versterkerelement voor ultrahoge frequenties is al geruime tijd een object van uitgebreide studies. Enkele jaren geleden verschenen er al publikaties

*) Philips Televisie-apparaten laboratorium.

over de uitzonderlijk lage ruisgetallen, die m.b.v. parametrische versterking en tunneldiodes bereikt kunnen worden. Dat deze technieken evenwel nog geen toepassing in televisie-kanalenkiezers hebben gevonden, komt enerzijds door fundamentele, anderzijds door circuit-technische moeilijkheden, financiele consequenties nog buiten beschouwing gelaten.

De toepassing van de transistor evenwel is op deze hoge frequenties toch wel een verrassing geworden. Als men 2 jaar geleden nog over getransistoreerde televisie-ontvangers sprak, kwam de u.h.f.-kanalenkiezer òf nog niet in het stuk voor òf men was van mening, dat dit wel het laatste onderdeel zou zijn dat voor transistorering in aanmerking zou komen. De praktijk is nu, dat het juist het eerste onderdeel van het televisie-apparaat is, dat getransistoreerd wordt. De oorzaak hiervan is de verbetering van het ruisgetal van deze kanalenkiezers, welke met gebruikmaking van transistoren mogelijk is.

Betreffende het ontwerp van u.h.f. kanalenkiezers kan opgemerkt worden, dat deze in het algemeen bestaan uit een hoogfrequent versterkertrap en een zelfoscillerende mengtrap. De vereiste selectiviteit wordt verkregen met behulp van een bandfilter, dat tussen beide trappen geschakeld is.

Op een enkele uitzondering na geschiedt de afstemming d.m.v. een variabele condensator, waarmee de elektrische lengte van de Lecher-systemen, die de resonantiekringen vormen, gevarieerd kan worden. Verreweg het grootste deel van de bestaande typen heeft een aperiodische ingang

Zoals reeds gezegd ligt bij dat gebruik van transistoren de belangrijkste winst in de verbetering van het ruisgetal. Tengevolge van het vervallen van het gloeistroomcircuit wordt bovendien de schakeling iets eenvoudiger, terwijl in de produktie de kanalenkiezers niet meer voorverwarmd behoeven te worden alvorens tot het afregelen kan worden overgegaan. Tevens wordt het mogelijk, dank zij de geringe afmetingen van transistoren, ook de kanalenkiezer belangrijk te verkleinen, te meer omdat nu voor alle afgestemde kringen Lecher-systemen met een $\lambda/4$-resonantie kunnen worden gebruikt i.p.v. de $\lambda/2$-resonantie in kanalenkiezers met buizen. Tot besluit kan de mogelijkheid voor toepassing in draagbare ontvangers genoemd worden als een pluspunt van transistoren.

Transistoren brengen evenwel ook complicaties met zich. Deze vinden gedeeltelijk hun oorzaak in de exponentiële karakteristieken en de geringere uitsturingsmogelijkheden, waardoor maatregelen

nodig zijn om kruismodulatie, modulatie-vervorming en oversturing te voorkomen. Uit de maximale temperatuur van de collector en de toelaatbare dissipatie volgt een maximale temperatuur van de lucht in de omgeving van de transistor. Deze ligt lager dan bij kanalenkiezers met buizen.

2. Bespreking van de eisen waaraan het ontwerp moet voldoen

In deze paragraaf zullen de eisen worden gereleveerd, waaraan in het algemeen een u.h.f.-kanalenkiezer moet voldoen. In paragraaf 4 zal worden nagegaan op welke wijze aan deze eisen voldaan kan worden als er van transistoren gebruik gemaakt wordt.

2.1. *Doorlaat-karakteristiek en selectiviteit*

Aangezien televisie-ontvangers volgens het superheterodyne-principe werken is het de eerste taak van de kanalenkiezer de h.f.-beeld- en geluiddraaggolven te converteren naar m.f.-signalen. In het *C C I R*-systeem, met een afstand van 5,5 MHz tussen beeld- en geluiddraaggolf, zijn deze middenfrequenties resp. 38,9 en 33,4 MHz. De kanalenkiezer zal dus een frequentieband van een bepaalde breedte moeten doorgeven en i.v.m. de geeiste beeldkwaliteit zal de doorlaat-karakteristiek bepaalde eigenschappen moeten hebben. Omdat de hoogfrequent selectiviteit verkregen wordt d.m.v. een bandfilter zal dit aan bepaalde eisen moeten voldoen betreffende bandbreedte, inzadeling en scheefheid. Hieraan zijn nog toe te voegen selectiviteitseisen, zoals de onderdrukking van ongewenste signalen met dezelfde frequenties als de gebruikte middenfrequenties en de onderdrukking van ongewenste signalen, waarvan de frequentie gelijk is aan de zogenaamde spiegelfrequentie van het gewenste signaal.

2.2. *Ruisgetal*

Dit moet zo laag mogelijk zijn. Omdat de kanalenkiezer een cascadeschakeling is van de h.f.-versterkertrap en de zelfoscillerende mengtrap kan het ruisgetal F van de kanalenkiezer als volgt geschreven worden:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}\text{, waarin}$$

F_1 = het ruisgetal van de h.f.-trap,

F_2 = het ruisgetal van de mengtrap en

G_1 = beschikbare vermogensversterking van de h.f.-trap.

Om een laag ruisgetal F te verkrijgen zal dus gestreefd moeten worden naar een lage F_1 en een hoge G_1. Dit is van belang als er een keuze gemaakt moet worden tussen de geaarde basis- en de geaarde emitterschakeling.

2.3. *Versterking*

Deze zal zo hoog mogelijk moeten zijn, mits daardoor de stabiliteit en de vorm van de doorlaat-karakteristiek niet in gevaar gebracht worden. Aan hetgeen in 2.2 over G_1 gezegd is kan hier nog worden toegevoegd, dat voor maximale versterking de dimensionering van de zelf-oscillerende mengtrap met betrekking tot optimale mengcondities belangrijk is.

2.4. *Staande golfverhouding*

Teneinde hinderlijke reflecties op het beeld te vermijden dient de ingangsimpedantie Z_i van de kanalenkiezer aangepast te zijn aan de karakteristieke impedantie Z_0 van de antenneleiding. De mate, waarin aanpassing bereikt is, kan uitgedrukt worden met behulp van de zogenaamde reflectie-coëfficient r,

$$r = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0}$$

of de staande-golfverhouding,

$$S = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$$

In het geval waarin vermogensaanpassing bereikt is, is de staande-golfverhouding gelijk aan 1. Tengevolge van twee bijkomstigheden is het nu niet zo zeer noodzakelijk te streven naar $S = 1$.*)

Allereerst zijn de tegenwoordige antennes van een zodanige kwaliteit, dat hun staande-golfverhouding goed te noemen is, terwijl verder de demping van antennekabels met de frequentie toeneemt.

*) Met uitzondering wellicht voor de toepassing in draagbare televisie-apparaten.

2.5. *Stabiliteit van de oscillatorfrequentie*

Deze kan door verschillende oorzaken ongunstig beïnvloed worden. Allereerst tengevolge van temperatuursverandering. Dit verschijnsel doet zich gedurende enige tijd voor in een televisie-apparaat na het inschakelen. De ermee gepaard gaande frequentieverandering van de lokale oscillator wordt „drift" genoemd. Door de keuze van circuitelementen en materialen kan tot op zekere hoogte compensatie bereikt worden.

Netspanningsveranderingen brengen ook frequentievariaties teweeg. Dit verschijnsel staat bekend onder de benaming „shift". Een goede remedie hiertegen is een gestabiliseerde voeding.

Door het aanbrengen van een schakeling voor automatische frequentieregeling, bekend ander de naam *AFC*- of *AFA*-schakeling, kunnen deze frequentievariaties gecorrigeerd worden. Doch dit vereist zowel in de kanalenkiezer als in het m.f.-gedeelte van het apparaat extra voorzieningen en is daardoor nogal duur.

Twee andere verschijnselen worden wel samengevat onder de benaming „frequency-pulling". Allereerst kan het voorkomen, dat in een zelf-oscillerende mengtrap met transistoren de oscillatorfrequentie gaat variëren overeenkomstig de amplitude-variaties in het h.f-signaal. Hierdoor ontstaat frequentiemodulatie van de oscillatorfrequentie welke o.a. kan leiden tot distorsie in de geluidsweergave als de geluidsdraaggolf in amplitude gemoduleerd is.

Als de inwendige weerstand van het voedingsgedeelte van het apparaat te groot is kan versterkingsregeling van de hoogfrequenttrap aanleiding geven tot verstemming van de oscillator.

Om tenslotte „microfonie" te voorkomen, zal de constructie van de oscillator zodanig moeten zijn, dat zijn frequentie in hoge mate ongevoelig is voor trillingen tengevolge van akoestische en mechanische aanstoting. Hierbij kan opgemerkt worden, dat transistoren in het voordeel zijn t.o.v. buizen.

2.6. *Oscillatorstraling*

Omdat de straling van de lokale oscillator storend kan werken op andere ontvangers zijn er in diverse landen beperkende bepalingen omtrent de grootte van deze straling vastgelegd. Om aan de gestelde eisen te kunnen voldoen zal onder meer grote zorg besteed dienen te worden aan de ontkoppeling

van in- en uitgaande verbindingen, afscherming van de onderlinge circuits en afdichting van het chassis.

2.7. *Signaalverwerking*

Om met betrekkelijk kleine antennesignalen nog van een goede beeldkwaliteit verzekerd te zijn, zal allereerst het ruisgetal van de kanalenkiezer zo laag mogelijk moeten zijn.

Met grotere antennesignalen kunnen zich andere problemen voordoen, zoals kruismodulatie en modulatievervorming. Bij v.h.f.-kanalenkiezers wordt dan ook algemeen versterkingsregeling op de h.f.-versterkertrap toegepast. Gebleken is, dat bij u.h.f.-kanalenkiezers met buizen pas met antennesignalen die groter zijn dan 500 mV (EMK – 300 Ω) genoemde verschijnselen gaan optreden. Omdat signalen met een dergelijke sterkte redelijkerwijs niet te verwachten zijn, wordt in deze kanalenkiezers in het algemeen geen versterkingsregeling toegepast.

Enkele verdere elektrische eisen zijn : een bij benadering lineair verloop van de afstemfrequentie met de draaiingshoek van de afstem-as, het functioneren bij een bepaalde verlaging van de voedingsspanning; bij een getransistoreerde kanalenkiezer van 12 Volt naar b.v. 9 Volt.

Enkele mechanische eisen i.v.m. de bediening van de kanalenkiezer zijn een geringe dode gang in de aandrijving (b.v. 50 KHz) en een gering draaimoment van de afstem-as (b.v. 100 gramcentimeter).

Tenslotte worden er aan het ontwerp eisen opgelegd die een rationele en economische massafabricage mogelijk moeten maken.

3. Enkele gegevens van beschikbare transistoren

Er zijn momenteel twee typen Europese u.h.f.-transistoren ter beschikking n.l. het type *AF* 139 en het type *AF* 186. Beide zijn pnp-germanium transistoren, doch ze worden volgens verschillende technologieën vervaardigd.

Het type *AF* 139 is een z.g. mesa-transistor, terwijl het type *AF* 186 wordt gefabriceerd in de „alloy-diffusion"-techniek. Beide worden toegepast met een nominale instelling van 2 mA emitterstroom en 10 Volt collector-basisspanning. Hun afmetingen zijn volgens het type *TO* 18. De h.f.-eigenschappen van een transistor worden in eerste instantie bepaald door drie grootheden, n.l. de afsnijfrequentie $f_{c\alpha}$ van de stroomversterkings-

faktor α, de basisweerstand r'_{bb} en de collectorcapaciteit C_c

Om het h.f.-gedrag van transistoren weer te kunnen geven wordt in de literatuur gebruik gemaakt van diverse vervangings-schema's. Voor ons doel is voorlopig een sterk vereenvoudigd schema voldoende. Zie figuur 1.

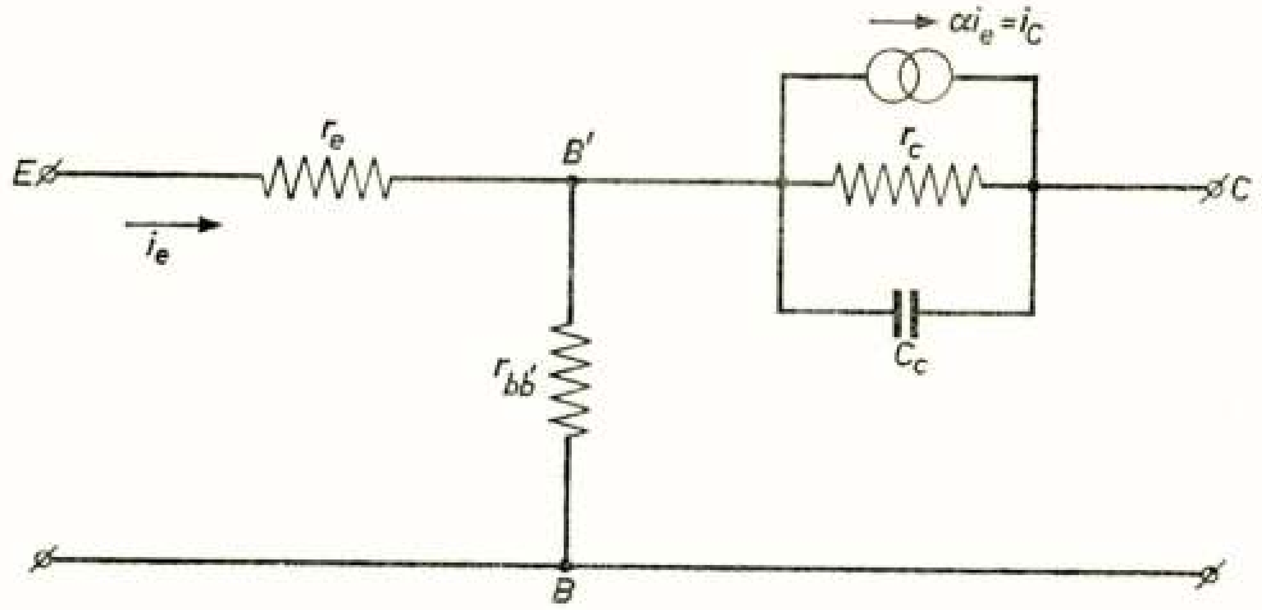


Fig. 1

Vereenvoudigd vevangingsschema, waarin:

r_e = emitterweerstand

r'_{bb} = basisweerstand

r_c = collector weerstand

C_c = collector capaciteit

De stroomversterkingsfaktor is gedefinieerd als

$$\alpha = \left(\frac{dI_c}{dI_e}\right) u_{cb} = \text{constant}$$

In het algemeen is $\alpha < 1$. Er wordt naar gestreefd α zo veel mogelijk gelijk aan 1 te maken. α wordt bepaald door drie faktoren, n.l. het emitterrendement, het collectorrendement en de transportverschijnselen in het basisgebied. Tengevolge van het diffusieproces wordt een vertraging en een verstrooiing van de minderheden in het basisgebied veroorzaakt.

Hierdoor wordt α complex. Om dit uit te drukken is o.m. een afsnijfrequentie $f_{c\alpha}$ ingevoerd, waarbij de modulus van α met 3 dB gedaald is t.o.v. zijn waarde bij zeer lage frequenties. Aangetoond is 1) dat een goede benadering voor de α van een transistor gegeven wordt door de uitdrukking

$$\alpha = \frac{\alpha_0 \, \varepsilon^{-j\varnothing P}}{1 + jP},$$

1) J. te Winkel: Drift Transistor, Electr. and Radio. Eng., Aug. 1959, pag. 280—288.

waarin $a_0 = a$ bij zeer lage frequenties

$P = f/f_{ca}$

$\varnothing$ = een fasehoek (in radialen) welke bepaald wordt door het karakter van de basislaag.

Inplaats van f_{ca} wordt vaak een frequentie f_1 gegeven. Dit is de frequentie, waarbij de modulus van $a^1 = 1$. $\left(a^1 = \frac{a}{1 - a}\right)$.

Met een goede benadering geldt $f_{ca} = f_1 (1 + \varnothing)$.

Voor genoemde transistoren is f_1 ca 500 MHz. De basisweerstand r_{bb}^1 is op te vatten als de ohmse weerstand tussen de emitter- en de basisaansluiting van de transistor. Hij bepaalt de ondergrens van de ingangsimpedantie van de transistor en speelt o.m. nog een rol in verband met de ruiseigenschappen. Voor genoemde transistoren is r_{bb}^1 ca. 40 Ohm.

De collectorcapaciteit C_c wordt teweeggebracht door de ruimteladingsgebieden aan weerszijden van de grenslaag. Hierdoor wordt o.a. het h.f.-gedrag slechter omdat er een bovengrens aan de uitgangsimpedantie wordt gelegd en neemt door de combinatie met r_{bb}^1 de inwendige terugwerking toe.

Ter oriëntatie zijn in onderstaande tabel de gemiddelde waarden gegeven van de Y parameters bij 500 respectievelijk 800 MHz.

		500 MHz	800 MHz
Y_{11}	g_{ib} =	15 *mmho*	9 *mmho*
	$-C_{ib}$ =	5,3 *pF*	2,0 *pF*
Y_{12}	$\lvert Y_{rb}\rvert$ =	0,4 *mmho*	0,45 *mmho*
	$-\varphi_{rb}$ =	250°	240°
Y_{21}	$\lvert Y_{fb}\rvert$ =	24 *mmho*	18 *mmho*
	φ_{fb} =	85°	55°
Y_{22}	g_{ob} =	0,45 *mmho*	0,9 *mmho*
	C_{ob} =	1,6 *pF*	1,8 *pF*

De ruisgetallen van een h.f.-versterkertrap zijn, gemeten met een bronweerstand van 50 Ohm, in het algemeen < 5 bij 500 MHz en < 7 bij 800 MHz.

Een maat voor de versterking is de maximaal bereikbare versterking

$$G_m = \frac{|y_{fb}|^2}{4 g_{ib} g_{ob}}$$

Deze waarde varieert van 13 *dB* bij 500 MHz tot 10 *dB* bij 800 MHz. De warmteweerstand *K* van de junction naar de lucht in de omgeving is: $\leq 0{,}8°\ C/mW$ voor *AF* 139 en $\leq 0{,}5\ °C/mW$ voor *AF* 186.

4. Mogelijkheden en beperkingen van de beschikbare transistoren

Zoals reeds in de inleiding is vermeld dient er met het introduceren van de transistoren in deze kanalenkiezers kritisch gelet te worden op de gevolgen van de — in vergelijking met buizen — toegenomen kansen op storende verschijnselen zoals kruismodulatie en modulatievervorming. Dit houdt direct verband met de aard van de karakteristieken en de beperkte uitsturingsmogelijkheden van de transistor.

Verder is te verwachten, dat tengevolge van de maximale temperatuur van de junction en de temperatuurafhankelijkheid van de transistorgrootheden er bepaalde consequenties verbonden zullen zijn aan het toepassen van getransistoreerde kanalenkiezers, speciaal in hybride-ontvangers.

4.1. *Ruiseigenschappen*

In fig. 2 zijn de ruisgetallen aangegeven van een kanalenkiezer met buizen en met transistoren. Beide zijn in hun soort representatief voor de gemiddelde exemplaren in de produktie. Opvallend is, dat met transistoren aanvankelijk een min of meer vlak verloop van het ruisgetal als functie van de frequentie optreedt, terwijl met buizen het ruisgetal met de frequentie toeneemt; dit laatste komt op rekening van het ongecorreleerde deel van de geïnduceerde roosterruis.

Een verklaring van het ruisgetal als functie van de frequentie met transistoren vereist een tamelijk uitgebreid betoog. In dit bestek moet volstaan worden met het aanduiden van enkele hoofdlijnen. In het algemeen kan de ruis, die in transistoren ontstaat, als volgt onderscheiden worden:

a) Flikkerruis, die waarschijnlijk ontstaat t.g.v. een modulatiemechanisme op de oppervlakten van de grenslagen. Zij kan aanmerkelijk verminderd worden door een juiste oppervlaktebehandeling. Flikkerruis heeft een laagfrequent spectrum en speelt dientengevolge in u.h.f.-kanalenkiezers geen rol.
b) „Shot"-ruis, welke het gevolg is van het corpusculaire

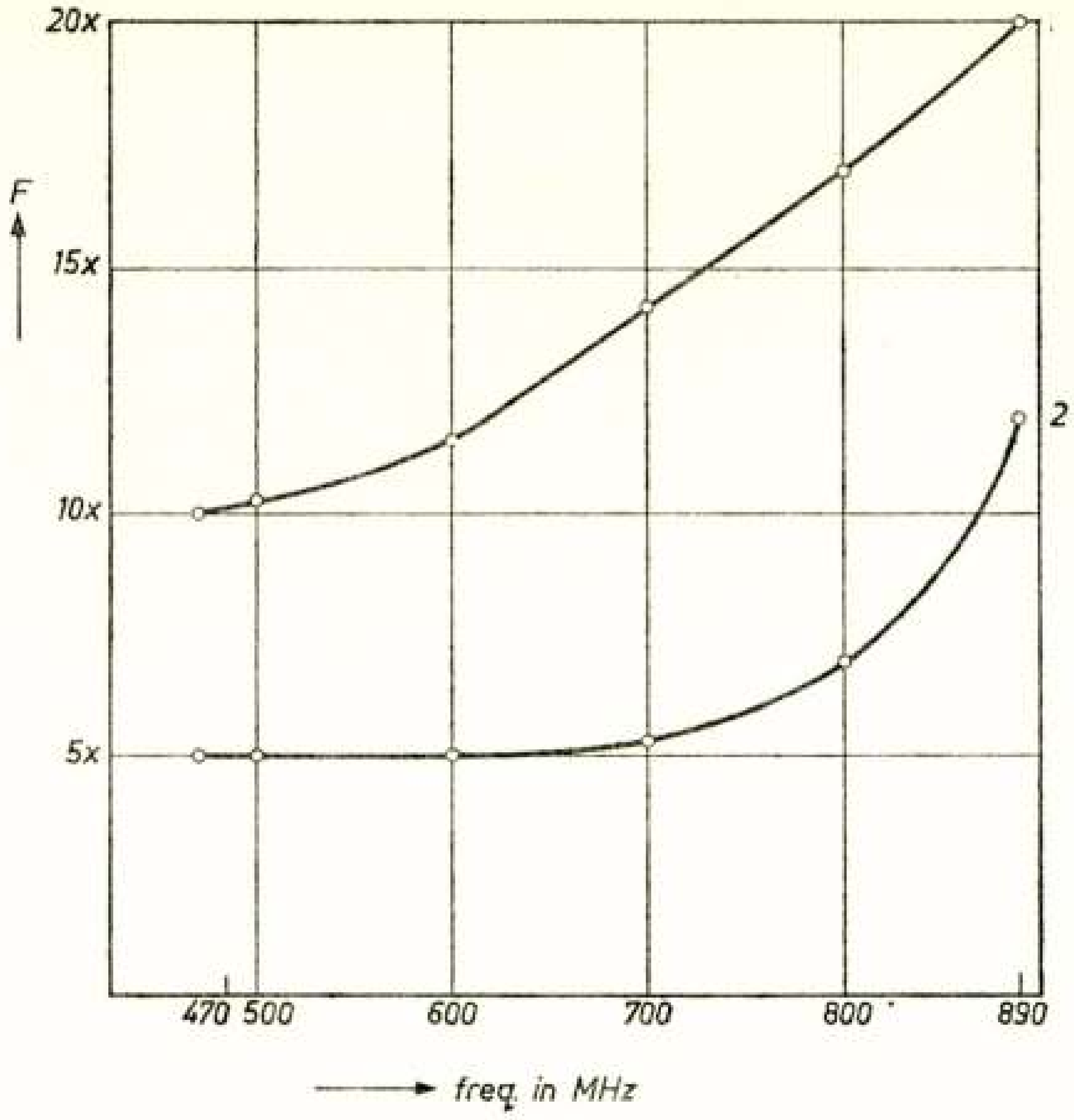


Fig. 2
Ruisgetallen van twee gemiddelde kanalen-kiezers, resp. met buizen PC 88+PC 86 (1) en transistoren 2×AF 139 (2)

karakter van de stroom en ontstaat t.g.v. dichtheidsfluctuaties van de geïnjecteerde ladingsdragers in de *pn*-overgangen. Omdat de meerderheid van de ladingsdragers zowel de emitter-basis als de basis-collectordiode passeren, zijn deze beide ruisbronnen gecorreleerd.

c) Thermische ruis, die hoofdzakelijk in de basisweerstand r'_{bb} ontstaat.

Er is blijkbaar geen correlatie tussen deze laatste en de beide shot-ruisbronnen. Een uitvoerige beschouwing over shot-ruis is o.a. gegeven door Becking en van der Ziel. [2] [3]). De ruis-eigenschappen voor ultrahoge frequenties zijn beschreven door Smulders. [4]). Het is mogelijk de vier karakteristieke ruisgrootheden volgens Becking, Groendijk en Knol[5]) voor de transistor-vierpool als volgt in transistor-grootheden uit te drukken:

2) A. van der Ziel and A. G. T. Becking: Theory of Junction Diode and Junction Transistor Noise, Proc. I. R. E., vol. 46, pag. 589—594.

3) A. van der Ziel: Noise in Junction Transistors, Proc. I. R. E., vol. 46, pag. 1019—1038.

4) W. Smulders: Noise Properties of Transistors at High Frequency, Electr, Appl., vol. 23, pag. 1—25.

5) A. G. T. Becking, H. Groendijk and K. S. Knol: The Noise Factor of Fourterminal Networks, Philips Res. Rep., Vol. 10, pag. 349—357.

$$R_{eq} = \frac{1}{2\,r_e}\left[\frac{1}{a_0}\{r_e^2 + 2\,r_e\,r'_{bb} + r'^{2}_{bb}\,(1 + P^2)\} - r'^{2}_{bb}\right]$$

$$G_{eq} = \frac{1}{2\,r_e}\left[\frac{1}{a_0}\,(1 + P^2) - 1\right]$$

$$\zeta = \frac{1}{r_e}\left[\frac{1}{a_0}\{r_e + (1 + P^2)\,r'_{bb}\} - r'_{bb}\right] - 1\,.$$

$$\eta = \frac{1}{a_0}\,P\,.$$

Hierin is $r_e = \dfrac{K\,T}{e\,I_e}$,

met K = de constante van Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}\,J/_{o}K$)
T = de temperatuur in graden Kelvin
e = de lading van een elektron ($1{,}6 \times 10^{-19}\,C$)
I_e = de emitter-gelijkstroom.

a_0 : zie paragraaf 3
P : zie paragraaf 3
r'_{bb} : zie paragraaf 3

Met behulp van deze vier uitdrukkingen kan het minimale ruisgetal van een transistor*) in een h.f.-versterkerschakeling als volgt worden gegeven:

$$F_{min} = 1 + \frac{\varrho}{a'_0} + \varrho\,P^2 + \sqrt{\frac{1 + 2\,\varrho}{a'_0} + \left(2\,\varrho + \frac{2\,\varrho^2}{a'_0}\right)P^2 + \varrho^2\,P^4}$$

Hierin is $\varrho = \dfrac{r'_{bb}}{r_e}$

en $a'_0 = \dfrac{a_0}{1 - a_0}$

Veronderstellen we nu eens, dat een bepaalde transistor de volgende eigenschappen heeft:

f_{ca} = 1000 MHz
a^{1}_{0} = 100
r^{1}_{bb} = 50 *Ohm* en
r_e = 12.5 *Ohm*

(dit laatste is bij benadering het geval voor een emitter-gelijkstroom $I_e = 2\,mA$), dan wordt het volgende gevonden voor F_{min}:

*) Hierbij is de bron-admittantie optimaal gemaakt.

$$F_{min} = 1{,}5 \text{ voor } P = 0{,}1 \; (100 \text{ MHz})$$
$$F_{min} = 3{,}84 \text{ voor } P = 0{,}5 \; (500 \text{ MHz})$$
$$F_{min} = 9{,}98 \text{ voor } P = 1 \; (1000 \text{ MHz})$$

De algemene uitdrukking voor F_{min} kan door aan te nemen dat $a'_0 \geqq 100$ en $\varrho \leqq 10$ met een goede benadering vereenvoudigd worden tot

$$F_{min} = 1 + \varrho P^2 + \varrho P^2 \sqrt{1 + \frac{2}{\varrho P^2}}$$

voor de hogere frequenties, en tot

$$F_{min} = 1 + \frac{\varrho}{a'_0} + \sqrt{\frac{1 + 2\varrho}{a'_0}}$$

voor de lagere frequenties.

Deze laatste uitdrukking is binnen het gebied waarin hij geldt onafhankelijk van de frequentie. Hoewel in figuur 2 de ruisgetallen van de gehele kanalenkiezer zijn gegeven is bij lagere frequenties hier eveneens een vlak verloop te onderkennen.

4.2. *Niet-lineaire effecten*

In verband met de beperkte uitsturingsmogelijkheden van transistoren en de aard van de karakteristieken zijn er onderzoekingen gedaan om een indruk te krijgen welke effecten er in een getransistoreerde kanalenkiezer ontstaan bij verschillende signaalsterkten, en welke gevolgen deze hebben op de kwaliteit van de ontvangst.

4.2.1. Signaalverwerking

Bij een kanalenkiezer waarin geen versterkingsregeling wordt toegepast, vindt men bij het opvoeren van het antennesignaal achtereenvolgens:

Grootte van het antennesignaal (EMK- 300 Ohm)	*Opmerkingen over de ontvangst*
. tot ca. 50 *mV*	. geen probleem
, vanaf 75 *mV*	. vervorming van de synchronisatie-impulsen. (mede afhankelijk van de automatiek in het apparaat).
. vanaf 125 *mV*	. begin modulatievervorming (zichtbaar op beeld)
. vanaf 300 *mV*	. ontoelaatbaar

Hieraan kan toegevoegd worden, dat bij signalen groter dan 300 mV de mengtrap zodanig overstuurd kan worden, dat de oscillator blokkeert.

Om een idee te krijgen welke signaalsterkten in de praktijk te verwachten zijn kan de volgende berekening gemaakt worden.

Uitgegaan wordt van een maximale veldsterkte E van 100 mV/m.

De in een antenne opgewekte EMK is:

$$E_a = G \times h_{eff} \times E\,,$$

waarin G de antennegain is en h_{eff} de effectieve hoogte. Gesteld wordt $G = 4$ en $h_{eff} = \frac{\lambda}{\pi} = \frac{0{,}5}{\pi}$ (voor een $\frac{\lambda}{2}$ dipool bij 600 MHz).

Hiermee wordt $E_a \approx 63\ mV$ voor een antenne met een stralingsweerstand van 72 *Ohm*. Omgerekend naar een antenne met een stralingsweerstand van 300 *Ohm* wordt $E_a \approx 125\ mV$.

Uit dit resultaat en bovenstaande gegevens kan geconcludeerd worden dat in getransistoreerde kanalenkiezers versterkingsregeling toegepast zal moeten worden.

4.2.2. Kruismodulatie

Het verschijnsel kruismodulatie is al bekend uit de begintijd van de radioontvangst. Het kan omschreven worden als een storing van het gewenst signaal door een ongewenst signaal met de karakteristieke eigenschap, dat de storing verdwijnt als het gewenste signaal ophoudt. De oorsprong van deze storing ligt in de coëfficient van de derde-machtsterm in de reeksontwikkeling van de anodestroom. Met transistoren treedt hetzelfde verschijnsel geprononceerder op. [6]). Bij televisie-ontvangst kan kruismodulatie zich op verschillende manieren manifesteren:

1. Als een ongewenst signaal de h.f.-versterker bereikt, kunnen hierdoor beeld en geluidsontvangst gestoord worden.
2. Beeld- en geluidsdraaggolven kunnen elkaar onderling storen (z.g. intermodulatie).

   Dit kan zich uiten als „geluid in beeld" en als „knor" of „buzz" t.g.v. storing door de raster-impulsen in de geluidsontvangst. Deze kans is uiteraard groter met een in amplitude gemoduleerde geluidsdraaggolf.

6) A. H. J. Nieveen van Dijkum and J. J. Sips: Cross Modulation and Modulation Distortion in A. M. Receivers equipped with Transistors, Electr. Appl., Vol. 20, pag. 107—127.

Als kriterium voor de mate, waarin één van de beide draaggolven van een televisiekanaal de andere stoort en die, waarin een ongewenst signaal het gewenste programma stoort, wordt vaak genomen die storende signaalsterkte waarbij de modulatie van de stoorder met 1 % wordt overgedragen op het gewenste signaal. (K = 1 %).

In figuur 3 zijn voor een kanalenkiezer met 2 × *AF* 186 enkele meetresultaten weergegeven. Kromme *A* stelt de storende signaalsterkte voor als funktie van de versterkingsregeling van de h.f.-versterkertrap, waarbij het storende en het gestoorde sig-

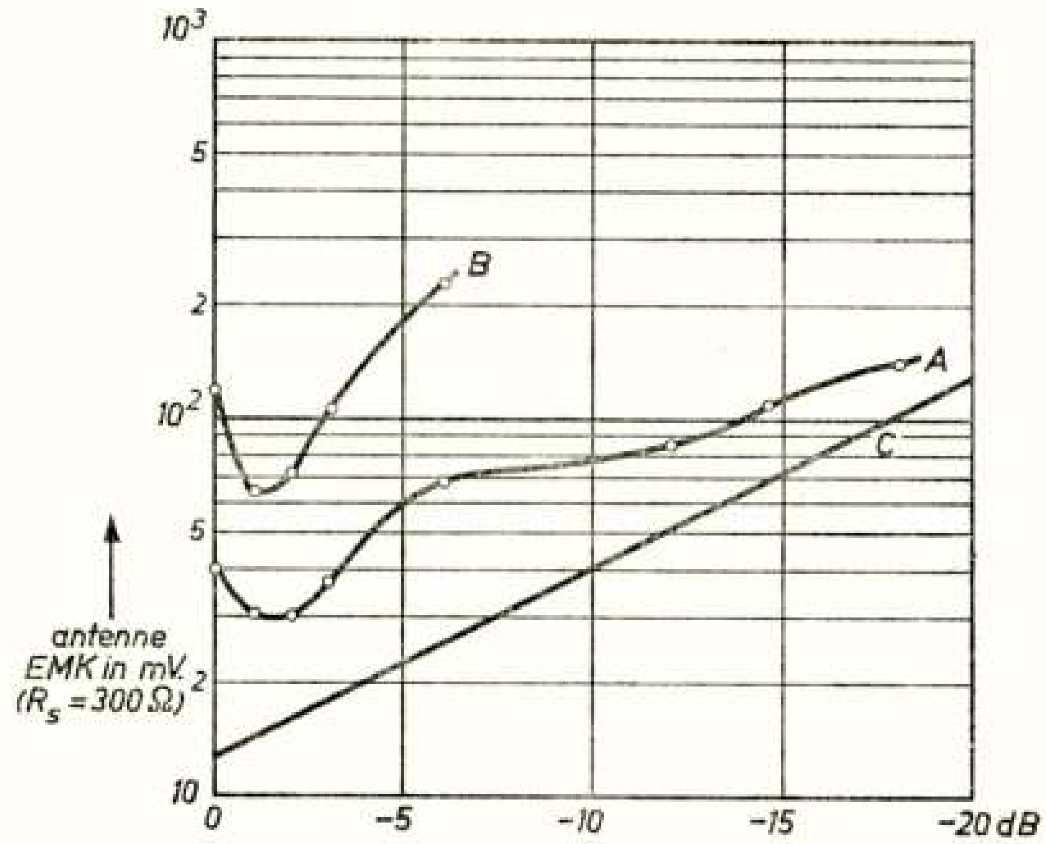


Fig. 3

De toelaatbare signaalsterkte voor K = 1 % als functie van de versterkingsregeling van de hoogfrequent versterker. De kanalenkiezer is afgestemd op 470 MHz. Kromme A geldt voor z.g. intermodulatie en kromme B voor een ongewenst signaal op 570 MHz

naal beide draaggolven van een televisiekanaal voorstellen. Een tyisch gedrag van deze transistoren komt hierbij tot uiting; als de h.f.-trap geregeld wordt neemt de toelaatbare signaalsterkte voor K = 1 % eerst enigszins af. Bij het bepalen van die signaalsterkte, waarbij de regeling een aanvang neemt zal hiermee rekening gehouden moeten worden. Een voorbeeld voor een regelkarakteristiek is gegeven in kromme *C*.

Kromme *B* is op dezelfde wijze verkregen als kromme *A*, alleen is het verschil tussen het storende en gestoorde signaal hier 100 MHz. In de gemeten kanalenkiezer was nog geen af-

gestemde kring tussen de antenneklemmen en de transistor in de h.f.-trap aangebracht.

Is de signaalsterkte van een zender waarop de kanalenkiezer is afgestemd nu aanzienlijk geringer dan de signaalsterkte van een ongewenste zender dan kan deze laatste het gewenste signaal storen. Deze storende signalen kunnen in de kanalenkiezer onderdrukt worden met behulp van z.g. pre-selectie; dit betekent het aanbrengen van een afgestemde kring vóór de hoogfrequent transistor. Of de verkregen onderdrukking evenwel voldoende is hangt grotendeels af van het frequentieverschil tussen storende en gestoorde signaal. De beschikbare antenne-installatie speelt hierin eveneens een rol.

4.3. *Ontvangst naast juiste afstemming*

Tengevolge van de doorlaatkarakteristiek van de kanalenkiezer en de generatie van harmonischen in de transistoren kan zich o.a. het volgende voordoen.

Veronderstel, dat de kanalenkiezer afgestemd is op een zender, waarvan de beelddraaggolf de frequentie 500 MHz heeft. De oscillatorfrequentie is dan 538,9 MHz en zijn tweede harmonische is 1077,9 MHz. Komt er nu tevens een signaal in de h.f.-trap van 519,45 MHz dan ontstaat in de transistoren hiervan de tweede harmonische, dus 1038,9 MHz. Met de eerder genoemde tweede harmonische van de oscillator geeft dit in de mengtrap een mengproduct van 38,9 MHz, waardoor de gewenste draaggolf dus gestoord wordt.

Om storing van het gewenste signaal te krijgen is het overigens niet noodzakelijk dat de stoorder de frequentie 519,45 MHz heeft. Frequenties in deze buurt zullen eveneens middenfrequent mengprodukten geven, die de ontvangst storen.

Met een juiste zenderplanning zal deze storingsmogelijkheid zich echter niet voordoen. Hetzelfde mechanisme als hierboven beschreven geeft evenwel de mogelijkheid het gewenste signaal te ontvangen op een frequentie, die niet gelijk is aan die van het gewenste signaal, maar daarvan de halve middenfrequentie verschilt. In dit geval op 480,55 MHz i.p.v. 500 MHz.

4.4. *Versterkingsregeling*

In 4.2.1. is aangetoond, dat in getransistoreerde u.h.f.-kanalenkiezers de versterking van de h.f-trap geregeld moet kunnen

worden, dit in tegenstelling tot u.h.f.-kanalenkiezers met buizen. Uiteraard moeten de schakelingen in de kanalenkiezer zodanig zijn, dat regeling van de versterking naargelang de behoefte en zonder ingrijpen van buiten af gerealiseerd wordt; een dergelijk systeem staat bekend onder de benaming automatische versterkingsregeling, kortweg a.v.r.

De gebruikte transistoren hebben hun optimale versterking als de emittergelijkstroom ca. 2 *mA* bedraagt. Door de emitter-

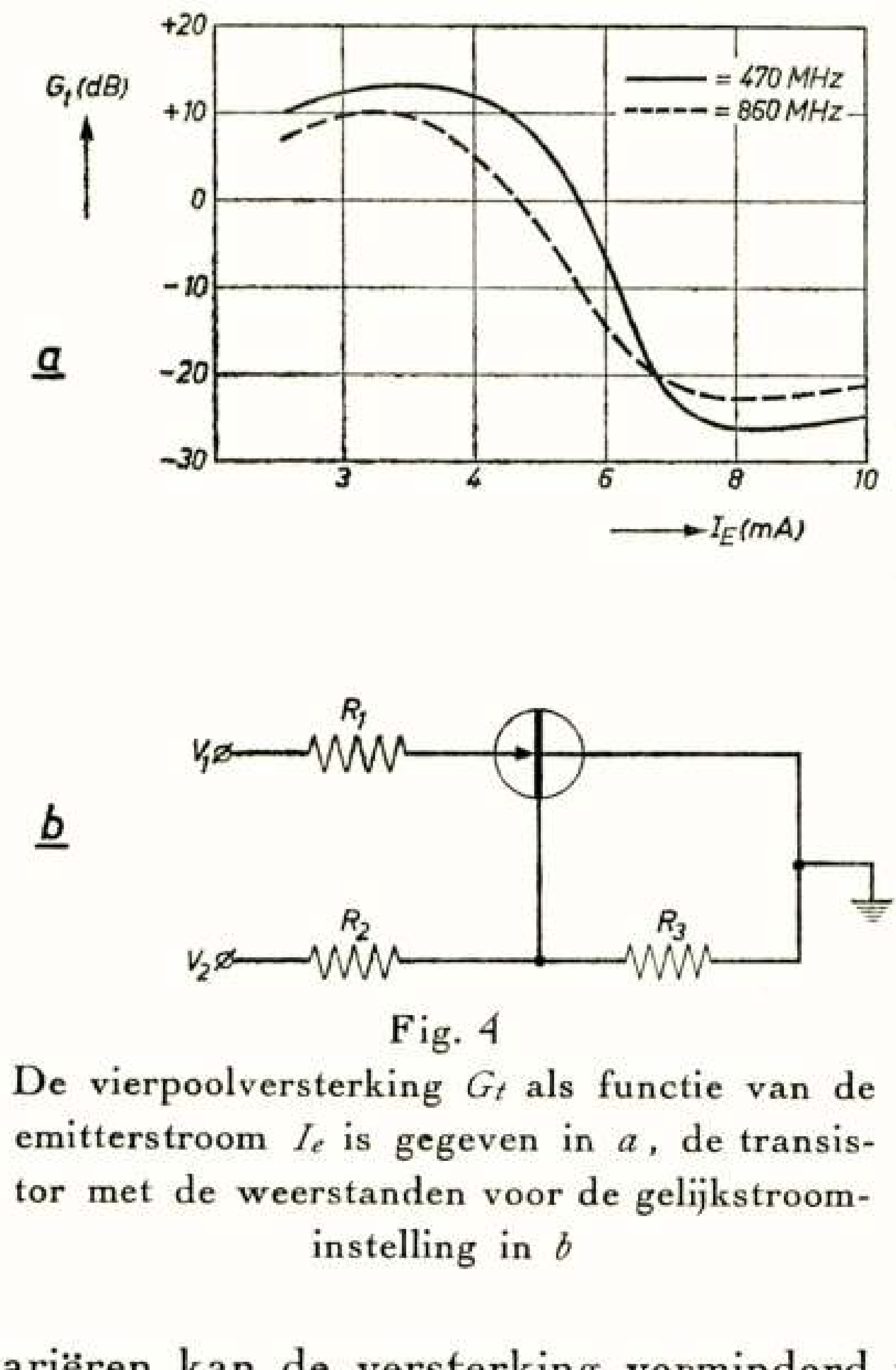


Fig. 4

De vierpoolversterking G_t als functie van de emitterstroom I_e is gegeven in *a*, de transistor met de weerstanden voor de gelijkstroominstelling in *b*

stroom te variëren kan de versterking verminderd worden, zie figuur 4.

Op twee manieren kan de versterking geregeld worden: n.l. door de emitterstroom te laten toenemen (voorwaartsregeling) en door de emitterstroom te laten afnemen (terugwaartsregeling). In verband met de kruismodulatie-eigenschappen wordt evenwel de voorkeur gegeven aan de eerste methode.

Voorwaartsregeling ontstaat door de basisspanning te verlagen: hetzij door V_2 te verlagen, hetzij door R_3 te verkleinen. Bij de laatste methode is $V_1 = V_2$ en wordt een variabele weer-

stand (i.c. de inwendige weerstand van een aparte transistor) parallel met R_3 geschakeld.

Een opmerkelijk verschil t.o.v. de regeling van buizen is hierin gelegen, dat het a.v.r.-circuit energie moet leveren aan de te regelen versterkertrap. Met toenemende emitterstroom zal de dissipatie van de transistor toenemen.

Om deze te begrenzen doet weerstand R_1 (in fig. 4b) dienst.

Is de voedingsspanning 12 Volt, dan is de maximale dissipatie P met $R_1 = 1000\ Ohm$:

$$P = \frac{E^2}{4\ R_1} = \frac{144}{4}\ mW = 36\ mW\ .$$

In de praktijk moet hierbij nog rekening gehouden worden met netspanningsvariaties en toleranties van weerstanden.

De mate van regeling, welke met de gebruikte transistoren mogelijk is, bedraagt ca. 30 dB.

4.5. *Temperatuurkwesties*

Zowel bij het ontwerp als bij de toepassing van deze kanalenkiezers dient ernstig rekening gehouden te worden met de temperatuurafhankelijkheid van de transistorgrootheden.

4.5.1. Thermische stabiliteit en stabilisatie

Tengevolge van de cumulatieve werking van de temperatuur- en dissipatiestijgingen kan de transistor vernield worden. Daarom moet er in ieder geval voor gezorgd worden, dat er geen progressieve zelfopwarming ontstaat, m.a.w. thermische stabiliteit moet verzekerd zijn.

Verder zal de schakeling zodanig moeten zijn, dat de invloed van temperatuurvariaties zo gering mogelijk is. Dit kan bereikt worden door de gelijkstroominstelling te stabiliseren. In feite komt het er op aan de collectorstroom te stabiliseren. Een goede stabilisatie betekent ook een reductie van exemplaarspreidingen voor wat betreft de statische en dynamische karakteristieken, zodat alleen al om deze reden voldoende aandacht hieraan besteed moet worden.

Een eenvoudige en effectieve stabilisatie tegen temperatuurafhankelijke stroomvariaties wordt verkregen met een weerstand in de emitterleiding in combinatie met een laagohmige potentiometer-schakeling voor de basisspanning.

4.5.2. Temperatuur en dissipatie

De maximale temperatuur van de pn-overgang (junction-temperatuur T_j) bepaalt de toelaatbare dissipatie P in de transistor bij een bepaalde omgevingstemperatuur T_a. Een belangrijke grootheid is in dit verband de warmteweerstand K van de junction naar omgeving, welke zowel van de constructie van de transistor als van zijn montage afhangt.

Genoemde grootheden zijn gekoppeld door de relatie:

$$T_j = T_a + K.P.$$

Voor germanium-transistoren geldt in continu bedrijf:

$$T_{j_{max}} = 75°\,C.$$

Met de in 4.4. berekende dissipatie van $36\,mW$ en b.v. een warmteweerstand $K = 0{,}6°\,C/mW$ volgt hieruit voor de maximale omgevingstemperaruur T_a:

$$T_a = 75° - 0{,}6.36 = 53{,}4°\,C$$

Deze temperatuur is aanmerkelijk lager dan bij kanalenkiezers met buizen. Gebruikers zullen hiermee rekening dienen te houden. Aanbeveling verdient het in elk geval de kanalenkiezer op een „koele plaats" in het televisie-apparaat te bevestigen.

5. De schakeling van de kanalenkiezer

Nadat in de vorige paragraaf de elektrische consequenties van de toepassing van transistoren zijn besproken, komen nu enkele constructieve problemen aan de orde. Allereerst kan men zich afvragen of de transistoren direct in de bedrading gesoldeerd moeten worden, of dat het soms voorkeur verdient transistorhouders te gebruiken. In het laatste geval zullen de verbindingen tussen het circuit en de transistor langer worden, met als gevolg een toename van parasitaire capaciteiten en zelfinducties. Aan de andere kant maakt het gebruik van houders snelle uitwisseling van transistoren mogelijk (belangrijk voor de kanalenkiezer-produktie en -service, en gemakkelijk tijdens de ontwikkeling). Daarbij is de mogelijkheid aanwezig overige circuitonderdelen zoals condensatoren, spoelen en weerstanden op te hangen aan de veertjes van de transistorhouder, waardoor een eenduidige montage gerealiseerd wordt, hetgeen op deze hoge frequenties zeer belangrijk is. Bestaande transistorhouders

bleken evenwel niet bruikbaar, zodat er een speciaal type ontwikkeld moest worden.

Een van de conclusies van het besprokene in 4.5. is het belang van een goede afvoer van de in de transistor ontstane warmte naar achtereenvolgens het chassis en de omgevingslucht. Beide transistoren zijn zodanig gemonteerd dat de koeling plaats kan vinden d.m.v. een bladveertje, dat zowel met het huis van de transistor als met het chassis van de kanalenkiezer voldoende contactoppervlak heeft. Bovendien is de constructie zodanig, dat het veertje in een handomdraai verwijderd kan worden, zodat de snelle uitwisselbaarheid van de transistoren niet in het gedrang komt.

De warmteweerstand K van junction naar chassis wordt hiermee: $< 0{,}6^{oC}/mW$ voor het type AF 139, $< 0{,}3^{oC}/mW$ voor het type AF 186.

In het volgende zullen nu enkele details behandeld worden van het in de inleiding reeds genoemde ontwerp, waarbij voor de afgestemde kringen gebruik gemaakt wordt van Lecher-systemen met $\lambda/4$-resonantie. Achtereenvolgens komen de h.f-versterkertrap en de zelfoscillerende mengtrap aan de orde.

5.1. *De h.f.-versterkertrap* (zie figuur 9).

Het ingangscircuit is erop gebaseerd, dat het antennesignaal symmetrisch wordt toegevoerd, terwijl de stralingsweerstand van de antenne wordt verondersteld 300 Ohm te zijn. In de kanalenkiezer wordt dit signaal m.b.v. een $\lambda/2$-transformator L_1 getransformeerd naar een asymmetrisch signaal op 75 Ohm. In tegenstelling tot v.h.f.-kanalenkiezers worden er aan het ingangscircuit geen hoge eisen gesteld v.w.b. de ongevoeligheid voor asymmetrische stoorsignalen, aangezien de intensiteit van dergelijke signalen in de u.h.f.-band reeds aanzienlijk verminderd is. Tussen de antennetransformator en de hoogfrequenttransistor is een afgestemde kring $L_2 - C_1$ aanwezig, teneinde ongewenste u.h.f.-signalen te onderdrukken.

In verband met de vereiste bandbreedte van de totale doorlaatkromme is de bandbreedte van de antennekring ca 20 MHz bij 470 MHz en 35 à 40 MHz bij 890 MHz. De kring zal dus pas effectief signalen onderdrukken als ze 4 à 5 kanalen en meer van het gewenste verwijderd zijn.

D.m.v. een koppellus L_3 is de in geaarde basisschakeling werkende transistor T_1 inductief gekoppeld met de antennekring.

De waarde van de condensator C_2, waarmee de basis ontkoppeld is voor hoge frequenties, is van belang voor de stabiliteit van de versterker, temeer omdat door het gebruik van transistorhouders de zelfinductie van de basisaansluiting toeneemt. De bandbreedte van de primaire kring $L_4 - C_3$ van het bandfilter wordt bepaald door de uitgangsconductantie g_{22} van de transistor en de aankoppeling van de transistor aan de kring. De secundaire kring $L_5 - C_4$ is inductief gekoppeld met de zelfoscillerende mengtrap d.m.v. een koppellus L_6, waarmee in de produktie de gewenste bandbreedte ingesteld kan worden.

De magnetische koppeling tussen de primaire en secundaire kring komt tot stand m.b.v. een gleuf A in het schot tussen beide compartimenten, waarin de respectieve kringen zijn aangebracht.

Enkele bijzondere aspecten van de hoogfrequenttrap worden behandeld in 5.1.1. en 5.1.2.

5.1.1. Geaarde basis- versus geaarde emitterschakeling

In 3.2. is reeds vermeld, dat voor een laag ruisgetal van de kanalenkiezer gestreefd moet worden naar een lage F_1 en een hoge G_1, beide eigenschappen zijnde van de hoogfrequent versterker. Aangetoond kan worden, dat met een geaarde emitterschakeling de laagste F_1 kan worden bereikt. De reden, dat toch de geaarde basisschakeling gebruikt wordt is de grotere versterking welke hiermee verkregen wordt, waardoor de bijdrage van de mengtrap kleiner is dan met een geaarde emitterschakeling.

5.1.2. De stabiliteit van de hoogfrequenttrap

Tengevolge van terugwerking (Y_{12} van de vierpool-parameters voor de transistor) kan de versterker instabiel worden. Voor twee extreme condities kunnen de stabiliteitsvoorwaarden worden vastgelegd:

a. Als over de antenneklemmen de antenneweerstand staat en het bandfilter niet afgeregeld is. (Deze toestand zal zich tijdens het afregelen van de kanalenkiezer in de produktie voordoen).
b. Als het bandfilter wel afgeregeld is, doch de antenne niet aangesloten is.

Het frequentiegedrag komt tot uiting in de overdrachtsimpedantie Z^t (transferimpedance) van de vierpoolschakeling (zie fig. 5).

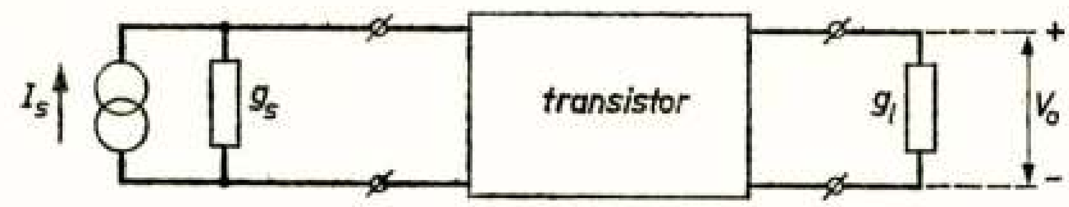


Fig. 5

Versterker waarin de transistor is aangeduid d.m.v. een vierpool

I_s : stroomgenerator (bron)

g_s : admittantie van de bron

g_L: belastingsadmittantie

V_o: uitgangsspanning over g_L

De z.g. vierpool-versterking (transducer gain) wordt gegeven door:

$$G_t = \frac{|V_o|^2 g_L}{|I_s|^2/4g_s} = 4\, g_s\, g_L \left|\frac{V_o}{I_s}\right|^2 = 4\, g_s g_L |Z_t|^2.$$

Met behulp van de vierpoolparameters uit

$$i_1 = Y_{11} v_1 + Y_{12} v_2$$
$$i_2 = Y_{21} v_1 + Y_{22} v_2$$

kan de versterkerschakeling getekend worden als in figuur 6. Gemakshalve wordt als belasting van de transistor alleen de primaire kring van het bandfilter genomen.

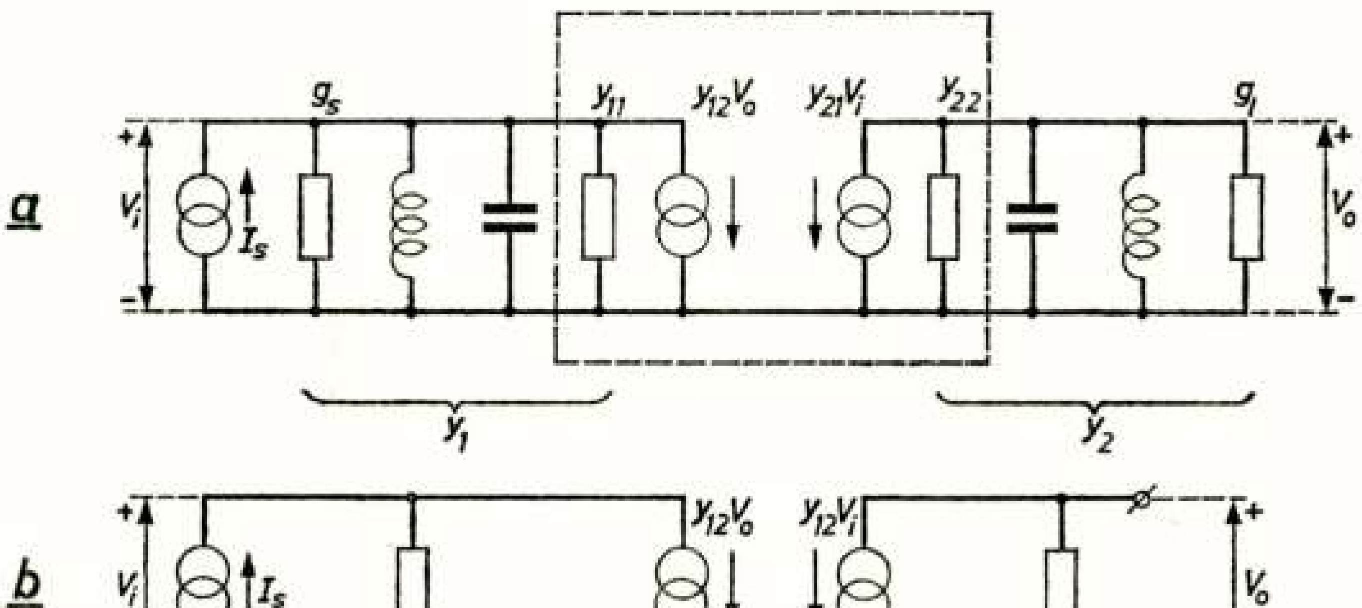


Fig. 6

M.b.v. de vierpoolparameters kan het vervangingsschema van de versterker gegeven worden zoals in a) is aangegeven. Door groeperen van de admittanties ontstaat hieruit het schema b)

Door het samentrekken van de admittanties zowel aan de ingang als aan de uitgang van de vierpool tot resp. Y_1 en Y_2, ieder met een zekere afstemming, demping en Q, ontstaat figuur 6b. Hieruit kan de overdrachtsimpedantie gemakkelijk gevonden worden, immers

$$I_s - Y_{12} V_o = V_i Y_1 \quad \text{en}$$

$$- Y_{21} V_i = V_o Y_2$$

Hieruit volgt:

$$I_s = \left(Y_{12} - Y_1 \frac{Y_2}{Y_{21}} \right) V_o$$

waarmee
$$Z_t = \frac{Y_{21}}{Y_1 Y_2 - Y_{12} Y_{21}}.$$

De noemer bevat de kringen en geeft dus het selectieve gedrag weer:

$$g_1 g_2 (1 + j \beta_1 Q_1)(1 + j \beta_2 Q_2) - Y_{12} Y_{21}$$

Deze uitdrukking kan gelijk aan nul worden, hetgeen betekent, dat $Z_t \to \infty$, dus $G_t \to \infty$, dus instabiliteit. Blijkbaar is de grootheid $\frac{Y_{12} Y_{21}}{g_1 g_2}$ van belang.

Vergroting van g_1 en g_2 bevordert de stabiliteit. Dit kan plaatsvinden door extra demping aan te brengen of door niet optimaal aan te passen.

5.2. *De zelfoscillerende mengtrap.* (Zie fig. 9)

Uit de buizentechniek zijn twee soorten menging bekend, n.l. additieve en multiplicatieve menging.

Bij het eerste type ontstaat de middenfrequentie als het verschil tussen oscillator- en signaalfrequentie, zijnde één van de mengprodukten welke t.g.v. de niet-lineaire karakteristiek ontstaan.

Bij het tweede type ontstaat de middenfrequentie t.g.v. de door de oscillator-spanning veroorzaakte steilheidsverandering.

Transistoren zijn net als buizen en andere niet-lineaire elementen geschikt voor additieve menging. In de behandelde kanalenkiezer wordt de meng-transistor tevens gebruikt voor het opwekken van het oscillatorsignaal, waardoor een z.g. zelfoscillerende mengschakeling verkregen wordt. Uit een oogpunt van

economie is een dergelijke schakeling aantrekkelijk en technisch kleven er ook geen grote bezwaren aan, mits oscillator- en middenfrequentie maar voldoende verschillen.

Zoals in 5.1. reeds is vermeld wordt de mengtrap d.m.v. een koppellus L_6 inductief gekoppeld met het bandfilter; het hoogfrequent signaal staat over de emitter-basisdiode van de eveneens in geaarde basisschakeling werkende transistor.

De terugkoppeling van de oscillator geschiedt inductief door een koppellusje L_7, dat in serie staat met de koppellus waarmee het hoogfrequent signaal de mengtrap bereikt. Door deze wijze van terugkoppeling is het mogelijk deze per transistor in te stellen. De emitterdiode werkt als mengdiode; door een RC-lid in het emittercircuit wordt de voorspanning voor de emitterdiode verkregen.

De oscillatorkring wordt gevormd door $L_8 - C_5$.

In de collectorstroom is de m.f.-component aanwezig, die over de m.f.-kring L_9 het m.f.-signaal doet ontstaan. Via capacitieve voetkoppeling C_6 is deze m.f.-kring gekoppeld met de secundaire kring van het m.f.-bandfilter in de m.f.-versterker van het televisie-apparaat.

5.2.1. De oscilleervoorwaarde

Deze kan verkregen worden uitgaande van de uitdrukking voor de overdrachtsimpedantie zoals deze gegeven is in paragraaf 5.1.2. Ze luidt:

$$\frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_1\, Y_2} \geqslant 1\,,$$

waarin de Y-parameters en de admittanties nu die zijn welke gelden voor de oscillatorschakeling. Y_2 is de parallelschakeling van Y_{22} van de transistor en de admittantie van de oscillatorkring, dus $Y_2 = g_2 (1 + j\beta Q)$, waarin $g_2 = g_{22} + g_L$. De oscilleervoorwaarde kan nu als volgt geschreven worden:

$$\frac{Y_{12}\, Y_{21}}{g_2 (1 + j\beta Q)} \geqslant Y_1$$

ofwel
$$(G + jB)\frac{1}{1 + j\beta Q} \geqslant Y_1$$

Het linkergedeelte hiervan stelt een cirkel in het complexe vlak voor, waarvan de diameter bepaald wordt door de vector $G + jB$.

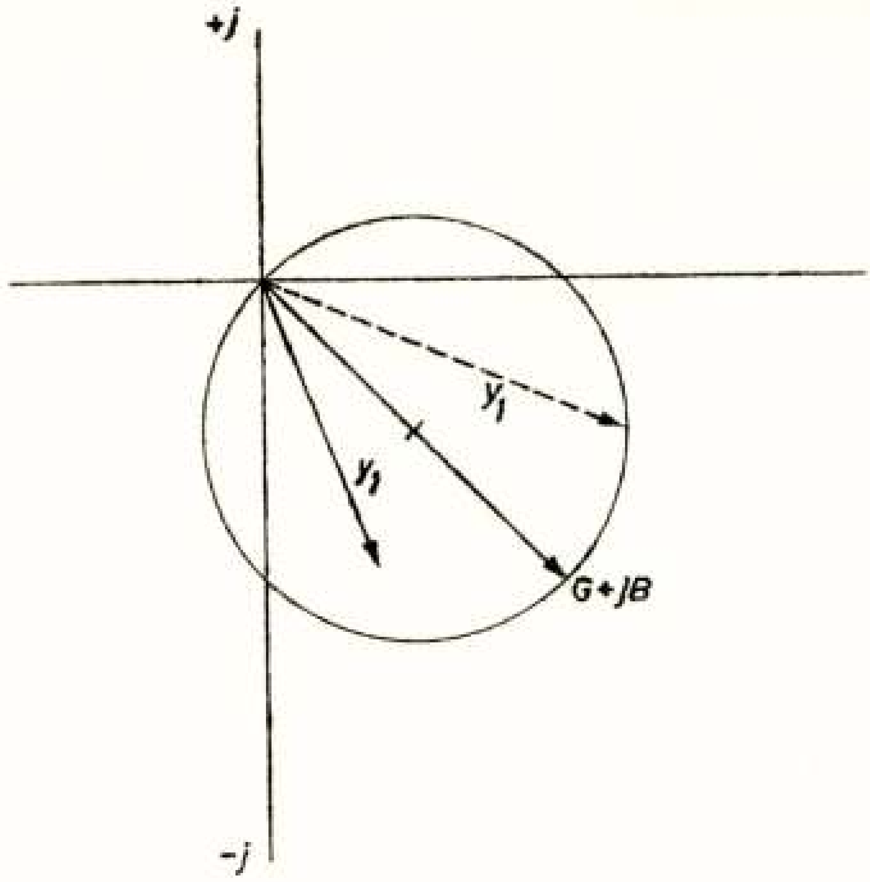


Fig. 7
Vector-voorstelling van de oscilleer-voorwaarde

5.2.2. De menging

Voor een eerste benadering van het mengproces kan met de vereenvoudigde voorstelling worden volstaan, dat de emitter-basisdiode het enige element is waarin menging plaatsvindt.

Als er alleen gelijkstroom door de diode loopt hoort bij een emitterstroom I_{e1} de emitterbasisspanning U_{eb1}. Tengevolge van de tussen emitter en basis staande oscillatorspanning U_{osc} ontstaat er over de emitterweerstand R_E een spanning $\triangle U_{eb}$, waardoor $U_{eb2} = U_{eb1} - \triangle U_{eb}$ (zie fig. 8).

Deze verschuiving van U_{eb} zorgt voor stabilisering van de oscillatoramplitude (amplitudebegrenzing) omdat daardoor bij grotere amplitudies de oscillatorsteilheid verlaagd wordt.

Omdat over de emitter-basisdiode eveneens het hoogfrequent signaal aanwezig is (waaraan de amplitude aanzienlijk kleiner is dan die van het oscillator-signaal) vindt tengevolge van de niet-lineaire $I_e - U_{eb}$ karakteristiek menging plaats. Door de genoemde verschuiving van het instelpunt wordt eveneens de conversiesteilheid beïnvloed, zodat het belangrijk is de schakeling zodanig te dimensioneren dat i.v.m. de menging een optimum oscillatorsignaal aanwezig is. Uiteraard is de feitelijke gang van zaken gecompliceerder dan hier voorgesteld is. De collectordiode namelijk is niet alleen een stroomgenerator $i_c = \alpha i_e$, doch eraan parallel staat een spanningsafhankelijke admittantie.

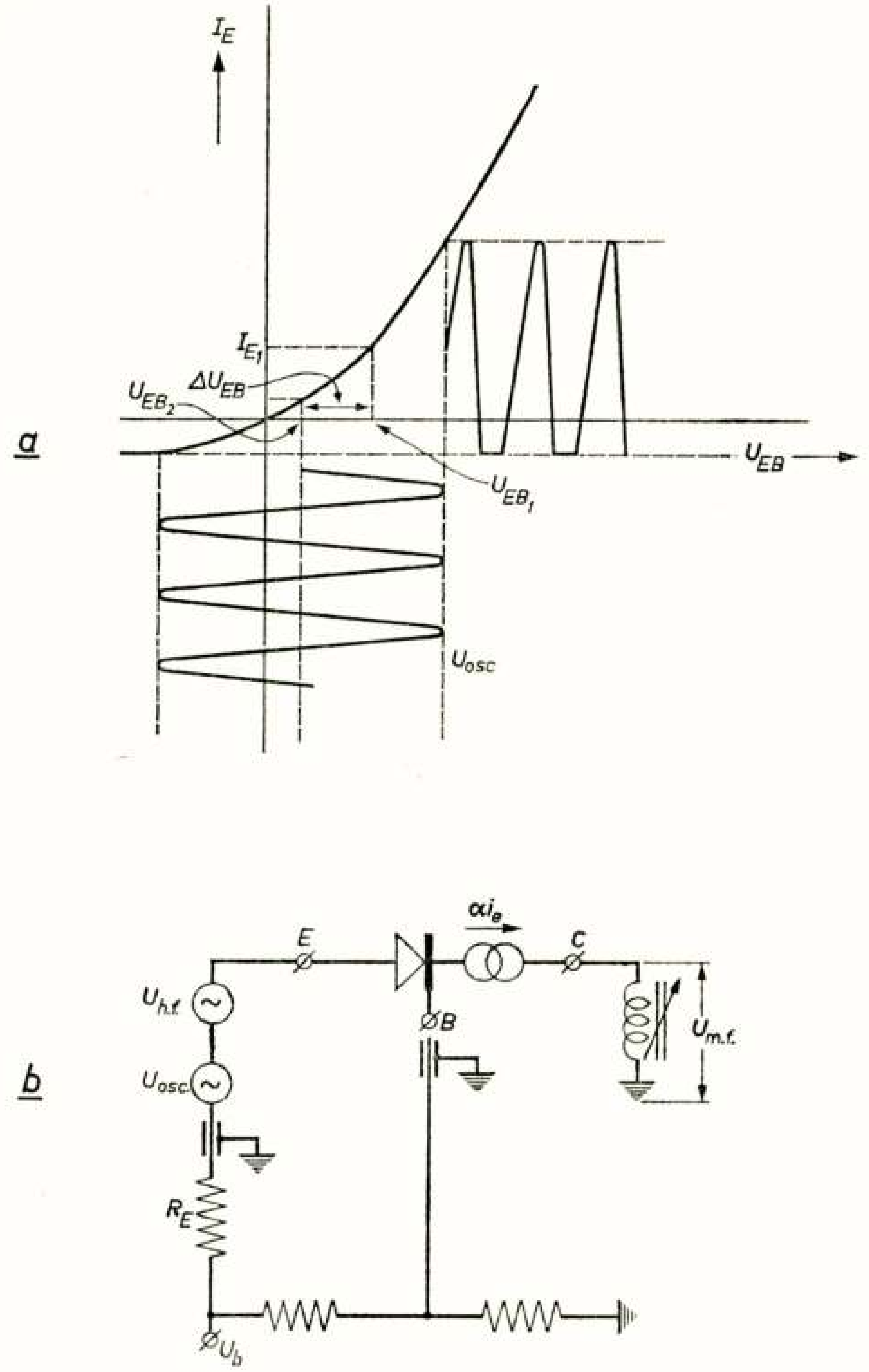


Fig. 8
Vereenvoudigde voorstelling van de mengschakeling (b) en de verschijnselen in de emitter-basisdiode (a).

Het effect hiervan kan zich op verschillende manieren uiten:

a. Door de aanwezigheid van collector-capaciteit en de m.f.-spanning over de m.f.-kring (dus ook op de collector) kan er in de emitter-basisdiode een m.f.-stroom lopen, die samen met de oscillatorstroom weer een hoogfrequent component veroorzaakt. (terugmenging).

b. Tengevolge van de niet-lineairiteit van deze admittantie zal ook hierin additieve menging ontstaan.

De zogenaamde terugmenging zal o.m. de ingangsimpedantie van de mengtrap voor de signaalfrequentie beïnvloeden. Hierdoor kan demping of ontdemping van de aangekoppelde kring optreden. In het laatste geval is het gevaar instabiliteit niet denkbeeldig.

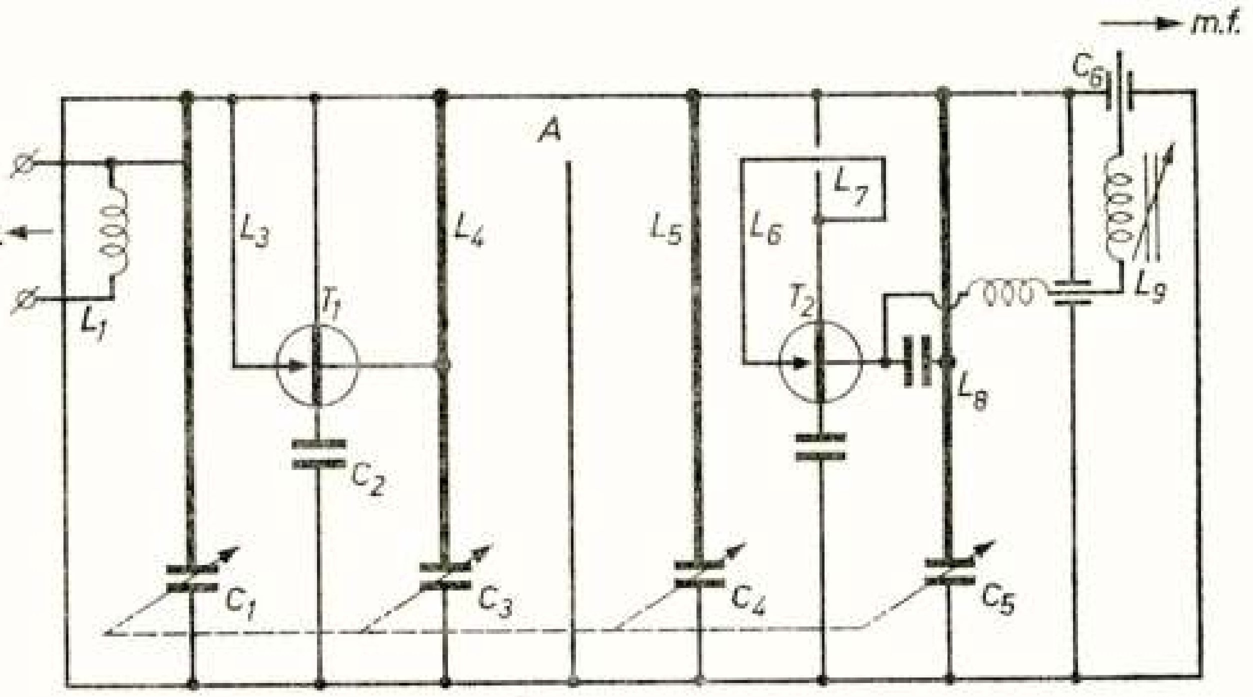


Fig. 9
Vereenvoudigd schema van de kanalenkiezer

6. Slotopmerkingen

Het blijkt mogelijk met de beschikbare transistoren u.h.f.-kanalenkiezers te produceren, die voor wat hun eigenschappen betreft grotendeels gelijkwaardig zijn aan de bestaande kanalenkiezers met buizen; de verbetering van het ruisgetal evenwel is speciaal bij lagere frequenties aanzienlijk.

Bij de toepassing van deze kanalenkiezers zullen daarentegen extra voorzieningen getroffen moeten worden (versterkingsregeling) en zal tevens de toelaatbare temperatuur niet uit het oog verloren dienen te worden.

Er zijn twee oorzaken aan te wijzen, die verantwoordelijk zijn voor de beperkingen in de mogelijkheden voor het gebruik van de huidige transistoren, namelijk de effecten van niet-lineaire aard en de temperatuurafhankelijkheid van de transistorgrootheden. De laatste tijd echter worden er enkele optimistische geluiden hoorbaar over de mogelijkheden die silicium als uitgangsmateriaal biedt t.o.v. germanium en die, welke ontstaan door de toepassing van planaire en planair-epitaxiale technieken bij de vervaardiging van transistoren. Het is te wensen, dat hiermede de genoemde complicaties, die nu nog aan de toepassing van transistoren zijn verbonden, kunnen worden opgeheven.

Manuscript ontvangen 14 januari 1964

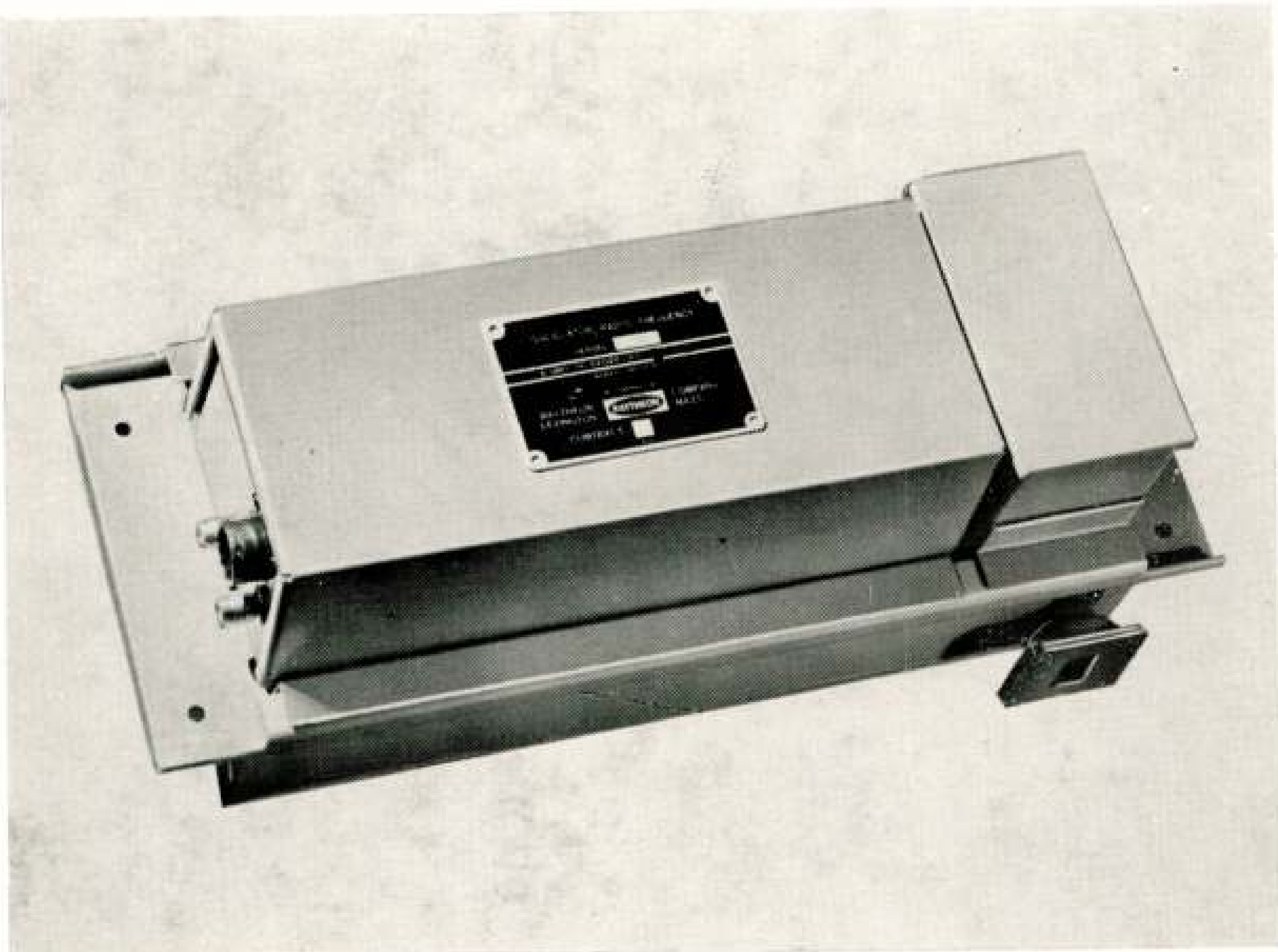
VASTE-STOFGENERATOREN VAN RAYTHEON

Raytheon introduceerde twee nieuwe vaste-stofgeneratoren waarvan het voornaamste kenmerk de bijzonder lage parasitaire amplitude- en frequentiemodulatie is. De R-501 (C-band) en de R-601 (X-band) kunnen worden toegepast als lokale oscillatoren en als pompgeneratoren voor parametrische versterkers in radar- of communicatie-ontvangers.

De R-601 heeft voor wat de frequentiemodulatie betreft een korte-duurstabiliteit waarvan de effectieve waarde maximaal 1,5 Hz bedraagt van 1 tot 100 kHz van de draaggolf. De korte-duurstabiliteit voor amplitudemodulatie ligt minimaal 105 dB onder het draaggolfniveau van 1 tot 10 kHz en 110 dB minimaal van 10 kHz tot 100 kHz van de draaggolf. Alle metingen zijn betrokken op een bandbreedte van 100 Hz.

De eigenschappen van R-501 zijn vergelijkbaar.

Het uitgangsvermogen van de R-501 is minimaal 150 mW over een frequentiebereik van 3,5% in de band van 5,1 tot 5,9 GHz. De R 601 levert minstens 75 mW over een 2,5% — frequentiebereik tussen 10,225 en 10,525 GHz.



Afbeelding van de R-601, vaste-stofgenerator voor de X-band.

CONGRESSEN E.D.

Colloque international sur les techniques des mémoires.

Van 5 tot 10 april 1965 wordt in Parijs een internationaal colloquium gehouden over geheugentechnieken. Onderwerpen zijn: fundamentele verschijnselen en materialen, componenten, systemen. De organisatie is in handen van de Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens en de Fédération Nationale des Industries Electroniques. Adres: 16 rue de Presles, Paris 15e.

BOEKAANKONDIGINGEN

In de serie „Chalmers Tekniska Högskolas Handlingar" verscheen een verhandeling van 177 bladzijden: „On intermodulation noise and group-delay in wide-band radio-relay systems carrying frequency-division multiplex telephony", geschreven door R. J. Magnusson. O.a. viel op een hierin beschreven instrument voor het meten van intermodulatieruis waarbij door toepassing van tegenkoppeling de invloed van de frequentiemodulator en -demodulator kan worden geëlimineerd hetgeen een nauwkeuriger meting van andere onderdelen (zoals middenfrequent versterkers) mogelijk moet maken.

In de Agon-bibliotheek (Agon Elsevier) verscheen van de hand van D. A. de Korte een verhandeling over „Televisie bij onderwijs en opleiding" (207 blz.) waarin een overzicht wordt gegeven van de toepassingsmogelijkheden van de educatieve televisie.

Bij Cambridge University Press verscheen een herdruk van „Operational Calculus" door Prof. Dr. B. van der Pol en Prof. Dr. H. Bremmer. Deze uitgave van het bekende boek over de operatorenrekening gebaseerd op de tweezijdige Laplace-integraal is een vrijwel ongewijzigde herdruk van de derde druk uit 1959. Dat deze vierde druk nodig bleek toont aan dat het boek nog steeds in een behoefte voorziet, dat het hier een goedkope uitgave betreft (25 sh) maakt een verspreiding in bredere kring mogelijk.

BOEKBESPREKINGEN

Transistor circuits in electronics, door S. S. Hakim en R. Barrett, Iliffe Books Ltd, London, 1964, 341 bladzijden, 329 figuren. Prijs 63 sh.

Het in dit boek behandelde gebied wordt redelijk aangegeven door de ondertitel: „Basis principles for amplifier, oscillator and switching applications". Er zijn aanvullende hoofdstukken waarin onderwerpen ter sprake komen als: transistorkarakteristieken, klein-signaal-vervangschema's, Boole-algebra en logische schakelingen.
Als lezerskring denken de schrijvers zich studenten en aankomende elektronici; men heeft zich daarom beperkt tot de gangbare standaardschakelingen. Werking en eigenschappen worden uitvoerig en duidelijk beschreven en zonodig met numerieke voorbeelden toegelicht. Het boek is echter niet bedoeld als een handleiding voor het ontwerpen van praktische schakelingen.

J. te W.

Electronic Digital Integrating Computers (Digital Differential Analyzers), door F. V. Mayorov, Iliffe Books Ltd, London, 1964, 382 bladzijden, 273 figuren. Prijs 85 sh.

Dit uit het Russisch vertaalde en door Dr. Yaohan Chu geredigeerde boek behandelt het principe, de opbouw en de toepassing van digitale integreermachines, die snelheid en nauwkeurigheid van de digitale rekenmachine combineren met de overzichtelijkheid en gemakkelijke bedienbaarheid van de analoge rekenmachine. Hierbij worden o.a. de volgende onderwerpen beschreven: integratoren volgens het tweetallig of volgens het tientallig stelsel werkend, binaire en ternaire codering van incrementen, serie- en parallelmachines. Er wordt gewezen op het gebruik van digitale integreermachines voor de regeling van produktieprocessen, voor de besturing van gereedschapsmachines enz.
Hiernaast houdt de auteur zich zeer diepgaand bezig met allerlei elektronische schakelingen, geheugens en in- en uitvoerapparaten, die bij deze speciale rekenmachines toepassing gevonden hebben.
Het boek is daarom zowel geschikt voor de student, bij wie het in de eerste plaats gaat om de kennis van de werkwijze van de Digital Differential Analyzer, als ook voor de technicus, die meer in de praktische uitvoering van deze soort rekenmachines geïnteresseerd is. De gebruiker, tenslotte, van digitale integreermachines vindt waardevolle aanwijzingen in het hoofdstuk over oplossingsmethoden voor mathematische en logische problemen. Het is alleen jammer, dat hier

fouten in de formules en onjuiste verbindingen en bijschriften in een aantal blokschema's een zeker gebrek aan zorgvuldigheid doen gevoelen.

Alles tezamen genomen is dit boek toe te juichen gezien het ontbreken van samenvattende literatuur juist op het gebied van digitale integreermachines.

O. L.

Uit het N.E.R.G.

NIEUWE LEDEN

Ir. J. van Buuren, Rozenstraat 54, Heerenveen.
Ir. J. P. van Geuns, Huize „Ekeby", Voorst (Gld.).
Dipl. Ing. E. Schanda, Sidlerstrasse 5, Bern, Zwitserland.

VOORGESTELDE LEDEN

Ir. J. I. Boukema, Timorstraat 21, Delft.
Ir. J. H. Hendriks, Offenbachstraat 104, Eindhoven.
Ir. M. Kunst, Radiolaan 33, Huizen (N.H.).
Ir. H. J. Suermondt, Sophialaan 21, Hilversum.
Ir. H. Tendeloo, Schaepmanlaan 106, Baarn.

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN

Ir. M. A. Bos, Bosplein 2, Hilversum.
Ir. H. Bosma, Neerlandstraat 15, Geldrop.
Ir. A. E. M. Calon, van Dormaalstraat 8, Eindhoven.
Prof. Dr. Ir. J. Davidse, Cipreslaan 26, Rotterdam-12.
Ir. N. J. M. Dingjan, Simon Stevinweg 126, Hilversum.
Ir. G. C. W. Frankenmolen, Paradijslaan 54, Eindhoven.
Ir. P. J. C. Hamelberg, van Nijenrodeweg 670, Amsterdam.
Ir. G. H. Heebels, Schubertplantsoen 18, Voorschoten.
Prof. Dr. G. Holst, Irenelaan 9, Aalst-Waalre (N.B.).
C. A. Lammerts, Drs. Kremerstraat 58, Heeze (N.B.).
Ir. W. D. Meewezen, Stieltjeslaan 4, Hilversum.
J. L. Ooms, de Genestetlaan 7, Baarn.
Ir. D. C. J. Poortvliet, Drienerbeeklaan 23, Enschede.
Ch. L. Seeger, Dept. of Astronomy, 403 Physics Building, The University of Texas, Austin, Texas 78712, U.S.A.
Ir. R. Slegtenhorst, Anemonenweg 36, Wassenaar.

OVERLEDEN

Ir. T. J. de Jager, Boxbergerweg 97, Diepenveen.

BEDANKT ALS LID

Ir. G. Baak, Mient 165, Den Haag.
Drs. L. D. de Feiter, Aaltje Noordewierlaan 12, Bussum.
H. M. Koch, 165 rue Championnet, Paris 18e, France.
Ir. J. A. Koster, 24 Lingarde Drive, Scarborough 4, Ont., Canada.
Ir. W. G. van der Touw, Dangelstr. 21, 8038 Zürich, Zwitserland.
Ir. Ph. Wolterson, Blesboklaan 2a, Hilversum.

Dit nummer werd gedrukt op 7 januari 1965.

SIEMENS

Afschermmaterialen voor het onderdrukken van H.F. storingen



Combinatie van metalen afgeschermde cabines in een fabriekshal van Van der Heem N.V. in Den Haag.

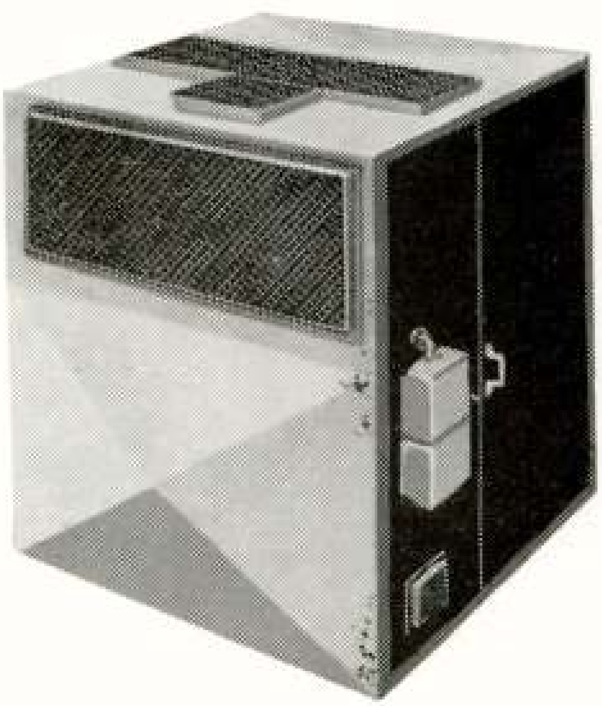
Materiaal voor vaste ruimte-afscherming
voor ziekenhuizen (electrophysiologie) laboratoria etc.

Complete demontabele cabines
voor laboratoria - technische hogescholen - hogere technische scholen - wetenschappelijke instituten - service werkplaatsen - controleposten voor civiele en militaire doeleinden etc.

Ontstoringsmateriaal
w. o. filters - condensatoren - smoorspoelen

Vraagt onze uitgebreide gegevens. Voor verdere toelichting staan onze technici gaarne te Uwer beschikking.

B 74d-H-164



Complete demontabele cabine

NEDERLANDSCHE SIEMENS MAATSCHAPPIJ N.V.
POSTBUS 1068 - 's-GRAVENHAGE - TELEFOON 183850 - TELEX 31373